



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO TÉCNICO DE TELECOMUNICACIÓN, ESPECIALIDAD
SONIDO E IMAGEN

Título del proyecto:

**DISEÑO DE UNA ANTENA PARCHE CIRCULAR DUALBAND PARA
TECNOLOGÍA WI-FI**

Amaia Espinosa Ilarregui

Juan Carlos Iriarte Galarregui

Pamplona, 6 de Septiembre de 2012



UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA
E.T.S.I.I. y de Telecomunicación
Campus de Arrosadía s/n
31006-Pamplona Navarra-Spain
Tfno: 34-948-169000 Fax: 34-948-169169

upna
Universidad
Pública de Navarra
Nafarroako
Unibertsitate Publikoa

Acta de Proyecto Final de Carrera

Título:

“Diseño de una antena parche circular dualband para tecnología Wi-Fi”

Alumna: Amaia Espinosa Ilarregui

Tutor del Proyecto: Dr. Juan Carlos Iriarte Galarregui

Reunido el tribunal, compuesto por los siguientes miembros,

Presidente,

Secretario,

Vocal 1º,

Fdo:.....

Fdo:.....

Fdo:.....

acuerda otorgar la calificación de

Pamplona,.....de.....de 20.....

“Quiero dedicar este proyecto a mis padres, a mi hermana, a mis amigos y compañeros de fatigas de la universidad.

Me gustaría dar las gracias a Juan Carlos, por aguantar todos estos meses, y ayudarme a comprender mejor el mundo de las antenas, por guiarme y animarme a seguir adelante.

También quiero agradecerle a Asier que haya estado en los buenos y malos momentos apoyándome, animándome y haciéndome creer que soy una buena ingeniera.

Por último me gustaría dedicar parte de este proyecto a Amaia, Gabriel, Alberto, Mikel y Asier, que han sido mi gran apoyo en estos años de carrera.

Gracias.”

ABSTRACT

As time goes by, technology evolves and the number of people who use it increase too. The creation of internet and it's development has been an important change in current society.

The need to use Internet wherever and whenever; being connected with others, knowing latest news, being on-line in social networks... Has make absolutely necessary the existence of a wireless network that enables the possibility of been on-line.

At the beginning Wireless networks (WLAN), commonly called Wi-Fi, worked in 2.4 GHz band, which is the band where technologies, such as Bluetooth, work too. However, this frequency band is quite saturated and because of that latest version of standard gives the possibility of working in another frequency band (5 GHz). This upper frequency band is not as saturated as the other one and it's more comfortable working in it.

The standard 802.11n talks about devices that are able to work in a dual band, with higher speed and bandwidth. At the same time, Wi-Fi networks have to give higher coverage, which is easily understandable in the care of corporated networks. Connecting subnets by Wi-Fi radio-lines (that requires directive antennas with a gain of 14 dB), is needed. It's interesting the develop of arrays which are able to comply with these characteristics, covering these two bands of operation.

This project provides the design and analysis of a circular patch antenna which works in the two working bands of Wi-Fi Technology (standard 802.11n). S_{11} parameter would be less than -10 dB in these bands, and not more than -8 dB. It's necessary to cover low frequency band (2.41-2.48 GHz) and at least one of the two sub-bands in high frequency band (5.15-5.35 GHz or 5.42-5.72 GHz). The idea is to include this antenna as the unitary element of an array or to use it to feed an Electromagnetic Band Gap (EBG) superstrate technology antenna.

Two models with two resonant patches in each of them have been designed.

The first model, contains the two patches in the same substrate, each one will have their own feed by coaxial wires and one of them (the one which works in the low band) have two slots that leads to an extra resonance that would work in all of the bandwidth (5.15-5.35 GHz) and comply the complete range for Wi-Fi technology.

The second design includes a pair of stacked patches and double substrate. In this design both of the patches (the one which resonate at the low band and the other

which resonant in the high one) don't have any kind of slots and there is only one feeding point (coaxial wire). This design fulfils the objectives for the low band but it doesn't comply completely the higher one (it's just comply the objectives for the half of the low sub-band, 5.15-5.25 GHz). However by a deeper optimization process it should comply the whole specification.

Last but not least, has been simulated array radiation patterns and the results have been rather favorable, although grating lobes appeared, being more important in the high frequencies. However both designs are valid to a point-to-point Wi-Fi communication.

RESUMEN

A medida que avanzan los años, la tecnología evoluciona y el número de usuarios que la utilizan incrementa también. El nacimiento y el desarrollo de Internet han supuesto un cambio importante en la sociedad actual.

La necesidad de utilizar donde sea y cuando sea internet; estar conectado a los demás, conocer las últimas noticias, estar activo en las redes sociales... ha hecho que la existencia de una red inalámbrica que permita la posibilidad de estar conectado se haya vuelto algo indispensable.

En un principio la red inalámbrica (WLAN), comúnmente denominada Wi-Fi trabajaba en la banda de frecuencia de 2.4GHz, que es también la banda en la que se encuentran tecnologías como el Bluetooth. Sin embargo, la banda frecuencial mencionada esta bastante saturada, y es por eso que el estándar incluyó en su última modificación (802.11n) la posibilidad de trabajar en otra banda de frecuencias, en 5GHz. Esta banda superior esta mucho menos congestionada y por eso es más cómodo trabajar en ella.

El estándar 802.11n, es una evolución de la primera norma sobre Wi-fi y habla sobre dispositivos que sean capaces de funcionar en un doble rango frecuencial, con velocidades y anchos de banda de canal mayores. A su vez, las redes Wifi deben dar coberturas cada vez mayores, sobre todo cuando se instalan como redes corporativas o de empresa. Se hace necesaria la conexión de subredes mediante "radioenlaces Wifi" que necesitan de antenas directivas de unos 14 dB de ganancia. Es interesante el desarrollo de arrays que cumplan con estas características cubriendo las dos bandas de funcionamiento.

En este proyecto se propone el diseño y el análisis de una antena parche circular que funcione en las dos bandas referidas a la tecnología Wi-Fi, según el estándar 802.11. El parámetro S_{11} deberá ser menor de -10 dB en dichas bandas, o que al menos no superen los -8 dB, y será necesario además cubrir la banda de frecuencia baja (2.41-2.48 GHz) y al menos una de las dos sub-bandas para la frecuencia alta (5.15-5.35 GHz ó 5.42-5.72 GHz), de tal forma que sea la antena unitaria que forma un array o que alimente un antena de superstrato EBG para aumentar la superficie de radiación.

Se proponen dos diseños con dos parches resonantes cada uno de ellos.

El primero contiene ambos parches en un mismo sustrato. Cada uno tendrá una alimentación propia a través de un cable coaxial y uno de ellos (el que resuene a la banda baja) contendrá dos ranuras que excitarán un tercer pico que podría resonar a

la tercera de las bandas de funcionamiento de Wi-Fi, y cubrir así el rango completo para dicha tecnología.

El segundo diseño, esta formado por dos parches apilados y un doble sustrato. En este diseño ambos parches (el que resuena a la baja y a la alta frecuencia) son simples sin ningún tipo de ranura o slots. La ventaja es que presenta un único punto de alimentación. Este diseño, cumple los objetivos para la banda baja, pero no para la banda superior (sólo cumple para la mitad de la sub-banda inferior, 5.15-5.25 GHz). Sin embargo este diseño debería cumplir con las especificaciones en las dos bandas tras una optimización más profunda.

Como punto final se han simulado las directividades que tendrían ambos diseño si se pusieran como elementos de un array y los resultados han sido bastante favorables, aunque aparecen grating lobes sobre todo para las frecuencias altas, ya que la separación entre elementos es superior a λ . Sin embargo los diseños son válidos para una comunicación Wi-Fi punto a punto.

INDICE

CAPÍTULO 1: Introducción	1
1.1 WLAN	1
1.1.1 Estándar IEEE 802.11	2
1.1.2 Topología de Red en 802.11	3
1.1.3 Itinerancia (roaming)	4
1.1.4 Servicios soportados por el sistema de distribución (DS)	4
1.2 Objetivos	6
1.3 Estado del arte	7
1.4 Estructura del proyecto	8
CAPÍTULO 2: Teoría básica de Antenas	9
2.1 Conceptos básicos	9
2.2 Parámetros básicos	12
2.2.1 Impedancia de entrada y eficiencia	12
2.2.2 Ganancia y directividad	13
2.2.3 intensidad de radiación	15
2.2.4 diagrama de radiación	16
2.2.5 Polarización	18
2.2.6 ancho de banda	20
2.2.7 Parámetros de antenas receptoras	22
2.2.7.1 Adaptación	22
2.2.7.2 Área y longitud efectiva	22
2.3 Tipos de antenas	23
2.3.1 Antenas de Hilo	24
2.3.1.1 Antena Dipolo	24
2.3.1.2 Antena Espira	25
2.3.1.3 Antena Helicoidal	26

2.3.2 Antenas de apertura	27
2.3.3 Antenas Planas	27
2.3.4 Array de antenas	28
CAPÍTULO 3: Antenas Microstrip	31
3.1 Introducción	31
3.1.1 Introducción histórica	31
3.1.2 conceptos básicos	32
3.2.1.1 Funcionamiento	34
3.1.3 Ventajas e inconvenientes	35
3.1.4 Aplicaciones	36
3.2 Modos de alimentación	36
3.2.1 Alimentación directa	36
3.2.2.1 Alimentación por microstrip	37
3.2.2.2 Alimentación por cable coaxial	38
3.2.2 alimentación por proximidad	39
3.2.3 alimentación por apertura	39
3.3 Tipos de ondas en antenas microstrip	40
3.3.1 Ondas espaciales	41
3.3.2 Ondas superficiales	41
3.3.3 Ondas de fuga	42
3.3.4 Ondas guiadas	42
3.4 Parámetros característicos	43
3.4.1 Frecuencia de resonancia	43
3.4.2 Ancho de banda	45
3.4.3 Impedancia de entrada	46
3.4.4 Eficiencia de radiación	46
3.5 Métodos de análisis	47
3.5.1 Método de línea de transmisión	47
3.5.2 Método de cavidad resonante	50

CAPÍTULO 4: Diseño de la antena parche circular	51
4.1 Introducción	51
4.1.1 Especificaciones	51
4.2.2 Material utilizado	52
4.1.4 Software	53
4.2 Simulación	60
4.2.1 Elemento básico	61
4.2.2 Proceso de diseño	64
4.2.2.1 Simulación con un slot	64
4.2.2.2 Simulación con dos slots	71
4.2.2.3 Diseño para cubrir la banda superior	76
4.2.3 Diseño final	77
4.2.3.1 Modelo doble parche	78
4.2.3.2 Modelo doble sustrato	90
CAPÍTULO 5: Conclusiones y líneas futuras	103
5.1 Conclusiones	103
5.2 Líneas futuras	104
5.2.1 Modelo dos parches	104
5.2.2 Modelo doble sustrato	105
5.2.3 Directividad	105
ANEXOS	109
Anexo A	109
A.1 Antena parche rectangular	109
A.2 Antena parche triangular	111
A.3 Antena parche pentagonal	113
Anexo B	116
REFERENCIAS	119

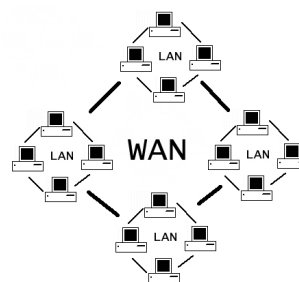
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se describe lo necesario para conocer el entorno que rodea a este proyecto técnico sobre el diseño y fabricación de una antena parche con funcionamiento a doble frecuencia, así como el objetivo del mismo y la descripción del resto de capítulos.

1.1 WLAN

Para poder ejecutar una transmisión de datos entre dos ordenadores, es necesaria la existencia de redes.

Normalmente, las redes se diseñan de tal forma que el medio físico por el que circulan los datos sea un tipo de cable, como las redes de área local (LAN) o las redes de área amplia (WAN). [1]



Pero con el avance de la tecnología, este tipo de redes no cubren todas las necesidades que los dispositivos necesitan, por eso se han desarrollado redes inalámbricas, que utilizan como medio de transmisión de datos el aire.

Una WLAN (del inglés, *Wireless Local Area Network*), es una red de área local inalámbrica. Para transmitir y recibir datos utiliza ondas electromagnéticas transmitidas por un medio no guiado (aire), en lugar de cable coaxial, par trenzado o fibra óptica. Es una alternativa a la LAN convencional y proporciona entre dispositivos conectividad inalámbrica peer-to-peer (conectividad entre iguales). Estas redes permiten un alcance de entre 30 metros y 100 metros de distancia, aunque pueden extenderse utilizando puntos de acceso.

El origen de estas redes se remonta a 1979, cuando la empresa IBM utilizó infrarrojos para crear una red inalámbrica en una fábrica.

Estas redes se componen fundamentalmente de puntos de acceso y los dispositivos de clientes que se conectan a dicha red. Los puntos de acceso actúan como *hubs* que reciben y envían datos a los dispositivos conectados. Estos dispositivos

pueden ser de cualquier tipo pero deben tener una tarjeta de red inalámbrica, para poder establecer conexión con el punto de acceso de la red, normalmente un router.

Una red WLAN cubre un área equivalente a la red local de una empresa, con un alcance aproximado de cien metros. Permite que los nodos que se encuentran dentro del área de cobertura puedan conectarse entre sí. Existen varios tipos de tecnologías, como la hiperLAN2 o IEEE 802.11, que es en la que se centrará este proyecto.

Entre las ventajas de estas redes se pueden destacar el que no hay necesidad de una licencia para instalarlas y que la conexión sin cables (inalámbrica) permite a los usuarios tener información disponible en cualquier lugar y en cualquier momento. Además son más sencillas de instalar que las redes de cable y permiten una reubicación sencilla de los terminales si es necesario.

Aunque también tienen el inconveniente de que la velocidad que alcanzan es bastante baja en comparación con las LAN y el uso de estas no es tan común como el uso de redes cableadas. Sin embargo, se consideran una solución viable y con un coste aceptable para una conexión con una velocidad de datos alta y por otro lado cada vez más se necesita la conexión inalámbrica, debido a la aparición de nuevas tecnologías, como los smartphones o las tablets.

1.1.1 ESTÁNDAR IEEE 802.11

El comité 802.11 se formó en 1989 y comienza a trabajar para poder generar una norma que regule las WLAN, sin embargo, aunque en 1994 se publicó el primer borrador, no fue hasta 1999 cuando la norma estuvo terminada por completo.

Este estándar establece los niveles inferiores del modelo OSI para las conexiones inalámbricas. La capa física ofrece 3 tipos de codificación de la información y define la modulación de las ondas de radio y las características de señalización para la transmisión de datos.

Por otro lado la capa de enlace de datos está compuesta por dos subcapas; la de control de enlace lógico (LLC) y la de control de acceso al medio (MAC). Además define la interfaz entre el bus del equipo y la capa física.

El estándar 802.11 ha sufrido modificaciones desde que se planteó originalmente. A continuación en la tabla 1.1, se resumen algunas de estas modificaciones y que tienen relación con el presente proyecto.

Nombre	Estándar
WLAN 802.11a	<p>Esta modificación de la norma original, surgió en Julio de 1999. Admite un ancho de banda mayor que el original y alcanza velocidades teóricas de hasta 54 Mbps.</p> <p>Provee ocho canales en la banda de 5 GHz. Esta banda esta menos congestionada y tiene menos interferencias que la banda de 2.4 que también se utiliza para las redes WLAN, aunque tiene un alcance limitado de 50 metros, lo que hace que haya que tener más puntos de acceso.</p>
WLAN 802.11b	<p>Este estándar se aprobó en 1999, para WLAN empresariales, con una velocidad de 11Mbps y un alcance de 100 metros. Emplea la banda de 2.4 GHz y presenta menor seguridad. Este ancho de banda está bastante saturado y se pueden sufrir interferencias por teléfonos móviles, hornos microondas...</p>
WLAN 802.11g	<p>Este estándar se aprobó en el año 2003 y es compatible con el 802.11b, es decir, también trabaja en la banda de 2.4GHz. Puede alcanzar una velocidad del doble que en el estándar 802.11b.</p>
WLAN 802.11n	<p>Este estándar puede trabajar en dos bandas de frecuencia, en la banda de 2.4 GHz y en la banda de 5 GHz, por eso el estándar 802.11n es compatible con todos los estándares anteriores. Una de las ventajas es que trabaja también en la banda de 5 GHz, que está menos congestionada y permite alcanzar mayor rendimiento. Este estándar permite velocidades mucho más rápidas (hasta 600 Mbps teóricos).</p> <p>Los dispositivos que pueden operar en dos bandas frecuenciales, se denominan dispositivos de banda dual.</p>

Tabla 1.1 Modificaciones de la norma WLAN 802.11

Esta última modificación de la norma original (WLAN 802.11n), es la que más interesa en relación al proyecto realizado, ya que el funcionamiento a estas dos frecuencias, es el punto clave de la antena que se quiere diseñar.

1.1.2 TOPOLOGÍA DE RED EN 802.11

El estándar IEEE 802.11 define el concepto de Conjunto Básico de Servicio (BSS) que consiste en dos o más nodos inalámbricos o estaciones que se reconocen una a la otra y pueden transmitir información entre ellas. Un BSS puede intercambiar información de dos modos diferentes [1]:

- a) Cada nodo se comunica con el otro en forma directa y sin ninguna coordinación. Este modo solo permite la transmisión entre los nodos inalámbricos y no resuelve el problema de extender una LAN cableada.
- b) Existe un elemento llamado comúnmente AP (Access Point) que coordina la transmisión entre los nodos inalámbricos. Este modo es llamado modo Infraestructura y permite vincular la red inalámbrica con la red cableada ya que el AP actúa como puente entre las dos redes.

1.1.3 ITINERANCIA (ROAMING)

La itinerancia es el proceso o capacidad de un cliente inalámbrico de moverse de una célula o BSS a otra sin perder la conectividad de la red. Los puntos de acceso pasan el cliente de uno a otro, siendo esto invisible para el usuario. El estándar no define como debe llevarse a cabo la itinerancia, pero si define los bloques constructivos básicos, que incluyen el escaneado activo y pasivo y el proceso de re asociación.

1.1.4 SERVICIOS SOPORTADOS POR EL SISTEMA DE DISTRIBUCIÓN (DS)

Si bien el sistema de distribución o DS, no es parte de la norma 802.11, la misma norma especifica los servicios que este sistema debe soportar, los cuales son [2]:

- a) Servicios de Estación (SS: Station Services), que se especifican en la siguiente tabla (tabla 1.2).

Servicio	Descripción
Autenticación	<p>Antes de que un nodo pueda unirse a la red, debe establecer su identidad, para ello debe superar una serie de test que permitan saber que quien se quiere conectar es quien dice ser. 802.11 ofrece 2 tipos de servicios de autenticación:</p> <ul style="list-style-type: none"> i. Autenticación Abierta, cualquiera que solicite autenticarse será aceptado. ii. Autenticación de llave compartida, para poder autenticarse en la red, el nodo debe conocer la frase de paso.
Des-autenticación	Ocurre cuando el Punto de acceso o el nodo inalámbrico desea terminar la autenticación. Implica una des-asociación.
Privacidad	Está satisfecha en 802.11 con un sistema de encriptación llamado WEP (Wired Equivalent Privacy). Es opcional.
Transporte de unidad de Servicios de capa MAC	Se ocupa de que la información necesaria para operación de la subcapa MAC sea transportada entre los distintos AP.

Tabla 1.2 Servicios de estación

b) Servicios provistos por el Sistema de Distribución DS, que se especifican en la siguiente tabla (tabla 1.3).

Servicio	Descripción
Asociación	Un nodo inalámbrico debe estar asociado a un AP para poder hacer uso de la red. Solo puede estar asociado a un AP por vez, así el DS sabe perfectamente en que AP se encuentra el nodo. Es iniciado por el nodo.
Re-asociación	Este servicio permite que un nodo deje la asociación de un AP para pasar a asociarse a otro AP. Es también iniciado por el nodo.
Des-asociación	El servicio que permite a cualquiera de las partes (AP nodo) terminar la asociación.
Distribución	Es el servicio por el cual se llevan los datos desde el origen al destino. Los datos son enviados al AP local, de ahí a través del DS al AP remoto (donde está asociado el nodo destino) y este lo pasa al nodo destino directamente. El servicio de distribución se invoca inclusive si ambos nodos están asociados al mismo AP.
Integración	Es el servicio que permite integrar el sistema inalámbrico a otra red, por ejemplo una LAN cableada, realizando las conversiones de protocolo necesarias.

Tabla 1.3 Servicios provistos por el sistema de distribución

1.2 OBJETIVOS

El objetivo principal de este proyecto, es diseñar una antena parche circular que sea capaz de trabajar a doble frecuencia en las bandas correspondientes a la tecnología Wi-Fi. Esta antena se utilizará para crear enlaces punto a punto (entre empresas por ejemplo) y por este motivo se tratará de conseguir una antena con máxima radiación en la dirección boresight que sirva de base para un array de parches o bien como alimentador de una antena de superestrato EBG.

La antena que se quiere diseñar, tendrá como frecuencias de trabajo aquellas bandas que cumplan con la norma 802.11n en Europa, ya que hoy en día, muchas antenas destinadas a funciones con la tecnología Wi-Fi, solo son capaces de funcionar a 1 sola frecuencia (banda de 2.4 GHz).

Dado que la banda de 2.4GHz, que es la que se viene utilizando en estos últimos años, es una banda muy saturada, en la que se pueden producir interferencias... se quiere diseñar una alternativa que pueda funcionar en ambas bandas frecuenciales.

En un primer lugar, se tratará de adaptar el comportamiento de la antena para la normativa Europea. Se intentará que en la banda superior se cubra al menos una de las dos sub-bandas que la forman.

En cuanto a los parámetros que se van a analizar, el S11 es el más importante. El objetivo principal es que el valor de este parámetro este por debajo de los -10 dB en cada una de las bandas que se quieren cubrir, o que al menos no supere los -8 dB.

Además del valor del parámetro anterior, se tendrán muy en cuenta los diagramas de radiación. Se necesita una radiación máxima boresight.

Otro objetivo es diseñar una antena directiva, sin embargo esto no es tan importante, ya que la directividad necesaria de unos 14 dB deberá conseguirse con una agrupación de antenas.

Así mismo, como último punto en este proyecto, se simulará un array de la antena diseñada para obtener la directividad de una agrupación de antenas.

1.3 ESTADO DEL ARTE

Los tres factores que van a marcar la evolución del mercado de la movilidad son los dispositivos móviles, las redes wireless y las aplicaciones móviles. [1]

El desarrollo de la tecnología ha hecho que los dispositivos móviles se conviertan en algo de uso cotidiano en el día a día, y por lo tanto las redes inalámbricas sean necesarias para el uso de estos. Existen varias tecnologías de transmisión inalámbrica, aunque la más conocida en la actualidad es el WIFI (Wireless Fidelity).

Las aplicaciones de las WLAN van en aumento, y conforme el precio se vaya reduciendo, serán más los usuarios que las utilicen, tanto por la rápida implantación de las mismas como por la libertad de movimientos que permiten a los usuarios. Con la aparición de los smartphones y con ellos el desarrollo de sistemas operativos compatibles con los teléfonos móviles (entre ellos Android), el uso de las redes WLAN ha aumentado en los últimos años de manera notable. La necesidad de utilizar en los dispositivos móviles la transmisión de datos, es hoy en día algo indispensable para los usuarios con este tipo de tecnologías.

El uso de las redes WLAN a través de la telefonía móvil, hace que haya que cubrir zonas con una alta cantidad de usuarios (denominadas hot spots) utilizando una red wireless, como solución destacar la integración de las WLAN en un entorno de redes móviles de 3G (UMTS).

En los últimos años, se han utilizado diferentes tipos de tecnología WIFI, hoy en día conviven el Wi-Fi b/g/n. Esto quiere decir, que hoy en día un dispositivo que necesite utilizar una red WLAN, debe cumplir la normativa IEEE 802.11b, IEEE 802.11g o IEEE 802.11n, que se han comentado en el apartado 1.1.1. El uso del estándar 802.11n es el más nuevo de todos, y el que más uso se cree que se va a dar en los próximos años. Es capaz de trabajar tanto en la banda de 2.4 GHz como en la de 5 GHz. Esto es una ventaja, ya que la banda de 2.4 GHz esta bastante saturada, y el uso de una banda frecuencial relativamente libre, implica no tener problemas de interferencias o de saturación.

Una de las ventajas de la tecnología WLAN, es su buena relación velocidad de transmisión de datos y precio, además los receptores tienen un tamaño reducido, con lo que es fácil integrarlos dentro de dispositivos.

Por último mencionar, que el estándar 802.11n que tanto se esta utilizando hoy por hoy, se verá suplantado en un futuro por el 802.11ac, pero para eso, aún quedan algunos años.

1.4 ESTRUCTURA DEL PROYECTO

El proyecto se va a dividir en 5 capítulos. Tras el capítulo introductorio, se muestra la teoría básica para la comprensión del proyecto.

En el segundo capítulo se introducen algunos conceptos básicos de la teoría de antenas, así como la definición de los parámetros de las antenas con el objetivo de poder entender el proyecto en su totalidad, así como una clasificación de los distintos tipos de antenas.

En el tercer capítulo se explica toda la teoría necesaria para la mejor comprensión de qué son, cómo funcionan y otras características de las antenas parche, o antenas microstrip. Es necesario dedicar un capítulo a este tipo de antenas, ya que la antena que se ha desarrollado y en la que se ha centrado este proyecto es una antena parche circular.

En el cuarto capítulo se detalla el desarrollo de la antena parche circular, así como los materiales utilizados, el software empleado y el proceso de creación. Por último se explica cómo es la antena final y los parámetros que varían el comportamiento de esta.

En el capítulo quinto, se desarrollan las conclusiones finales acerca del proyecto, así como de las posibles líneas futuras con las que se podría seguir investigando y desarrollando el diseño final.

CAPÍTULO 2: TEORÍA BÁSICA DE ANTENAS

2.1 CONCEPTOS BÁSICOS

Las antenas forman parte de los sistemas de telecomunicación, y su función es emitir y recibir ondas electromagnéticas. Las antenas son entonces transductores, transforman la energía eléctrica en energía electromagnética en el caso de emitir una señal, y la energía electromagnética en energía eléctrica en el caso de recibir una señal. [3]

En definitiva, convierten una onda guiada por la línea de transmisión en ondas electromagnéticas, que pueden transmitirse en el espacio libre (o viceversa si la antena actúa como receptora), tal y como se puede observar en la figura 2.1.

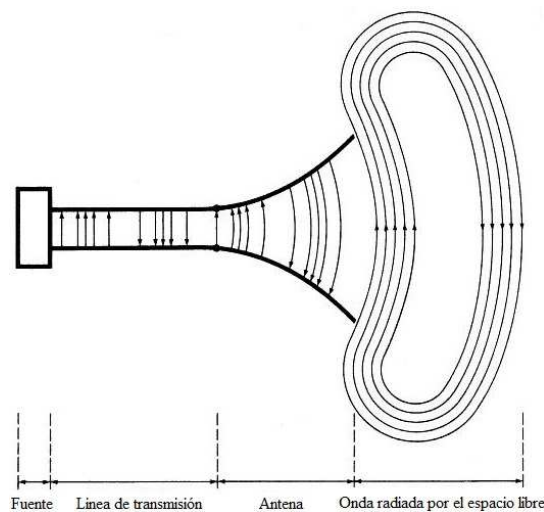


Figura 2.1 Estructura general de una antena

Los sistemas de telecomunicación utilizan las antenas para múltiples usos; enlaces punto a punto, difusión de señales de televisión y radio, transmitir o recibir señales en equipos portátiles...

El espectro electromagnético es muy amplio, una antena puede emitir una onda de 3000 Hz, pero también pueden emitir ondas de una frecuencia mucho mayor.

La frecuencia y el tamaño de las antenas están directamente relacionados. Una antena que emita a una frecuencia muy baja, será muy grande, ya que la longitud de onda de esta lo será también. Por el contrario una antena que emita a una frecuencia muy alta, será muy pequeña, al igual que la longitud de onda de dicha onda.

Una onda se caracteriza entonces, por su frecuencia (f) y su longitud de onda (λ):

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.1)$$

Siendo c la velocidad de propagación de la onda en el medio ($3 \cdot 10^8$ en el espacio libre)

En la figura 2.2, se muestra la distribución del espectro electromagnético. La zona del espectro que interesa, son las bandas UHF (Ultra High Frequency) y SHF (Super High Frequency).

Estas dos zonas espectrales, corresponden con la zona de microondas y engloban la zona correspondiente al WIFI, que es la que se va a tratar en este proyecto para el diseño de la antena microstrip.

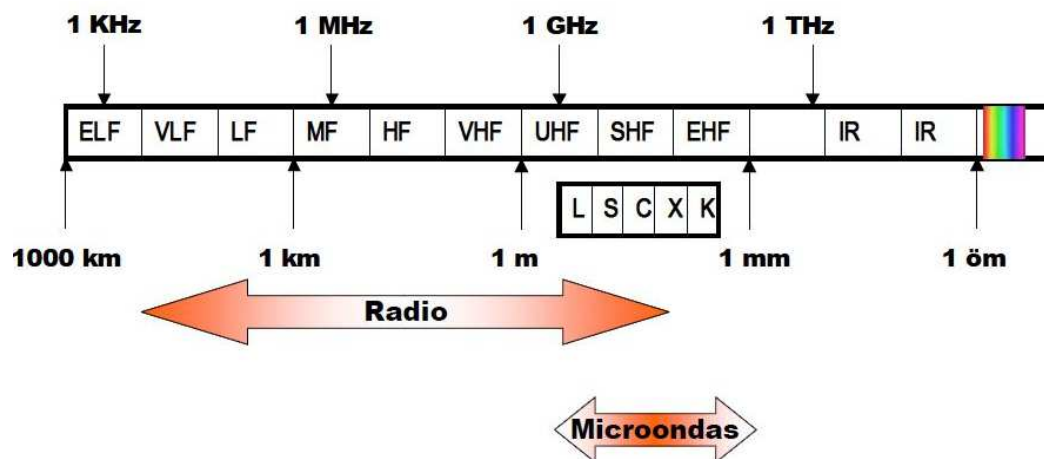


Figura 2.2 Disposición del espectro electromagnético

Cada aplicación tiene asignada una determinada porción del espectro por los organismos de normalización (estos rangos se pueden observar en la Tabla 2.1), por eso

a la hora de diseñar una antena para una determinada aplicación, se deberá tener en cuenta el rango de frecuencias en las que debe trabajar. [4]

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA	DENOMINACIÓN
ELF	<3 kHz	>100 km	Extremely Low Frequency
VLF	3-30 kHz	100-10 km	Very Low Frequency
LF	30-300 kHz	10-1 km	Low Frequency
MF	0,3 -3 MHz	1.000-100 m	Medium Frequency
HF	3-30 MHz	100-10 m	High Frequency
VHF	30-300 MHz	10-1 m	Very High Frequency
UHF	0,3 -3 GHz	100-10 cm	Ultra High Frequency
SHF	3-30 GHz	10-1 cm	Super High Frequency
EHF	30-300 GHz	10-1 mm	Extremely High Frequency

Tabla 2.1 División de bandas de frecuencias

Los rangos de frecuencias que incumben a este proyecto, son las que engloban a las ondas denominadas microondas. Para este tramo del espectro electromagnético, existe a su vez una subdivisión que actualmente es muy utilizada, y que se plasma en la tabla 2.2.

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA
L	1-2 GHz	30-15 cm
S	2-4 GHz	15-7,5 cm
C	4-8 GHz	7,5-3,75 cm
X	8-12,4 GHz	3,75-2,42 cm
Ku	12,4-18 GHz	2,42-1,66 cm
K	18-26,5 GHz	1,66-1,11 cm
Ka	26,5-40 GHz	11,1-7,5 mm
mm	40-300 GHz	7,5-1 mm

Tabla 2.2 Bandas de frecuencia en microondas

2.2 PARÁMETROS BÁSICOS

Se define antena isotrópica a un punto emisor de ondas electromagnéticas que radia uniformemente en todas las direcciones, de manera que la energía se distribuye uniformemente en forma esférica en el espacio. La antena isotrópica es un radiador ideal que no existe en la práctica, pero cuyo concepto es de gran utilidad para analizar el comportamiento de antenas reales, cuyas características suelen expresarse en relación a la antena isotrópica como antena patrón. [5]

En consecuencia, la densidad de potencia de un radiador isótropo sería.

$$S_i = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (2.2)$$

Siendo S_i la densidad de potencia radiada en W/m^2 , P_T la potencia radiada en W y r la distancia radial desde el radiador isotrópico en metros.

2.2.1 IMPEDANCIA DE ENTRADA Y EFICIENCIA

La antena ha de conectarse a un transmisor y radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas en ella. La antena y el transmisor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia en el sentido clásico de los circuitos. Habitualmente el transmisor se encuentra alejado de la antena y la conexión se hace mediante una línea de transmisión o guía de ondas, que participa también en esa adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica. [6]

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} \quad (2.3)$$

Si Z_i no presenta una parte reactiva a una frecuencia se dice que es una antena resonante.

La impedancia de entrada de una antena se puede definir como la relación entre en voltaje y la corriente en sus terminales de entrada. Esta impedancia consta de una parte real y una parte imaginaria, ambas dependientes en general de la frecuencia. Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a la resistencia de radiación R_r .

$$P_{\text{radiada}} = I^2 R_r \quad (2.4)$$

Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores. Todas las pérdidas pueden globalizarse en una resistencia de pérdidas R_Ω , definida como la relación entre la potencia disipada por efecto de las pérdidas resistivas y la corriente en sus terminales al cuadrado.

La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de la resistencia de pérdidas óhmicas de la antena (R_Ω).

$$P_{\text{entregada}} = P_{\text{radiada}} + P_{\text{pérdidas}} = I^2 R_r + I^2 R_\Omega \quad (2.5)$$

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir un rendimiento o *eficiencia de la antena* η_l , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal (sin pérdidas), y la que presenta realmente.

$$\eta_l = \frac{P_{\text{radiada}}}{P_{\text{entregada}}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2.6)$$

Idealmente se quiere que R_Ω sea 0, y que toda la potencia que se entrega a la antena, sea radiada

2.2.2 GANANCIA Y DIRECTIVIDAD

Otro parámetro importante que es muy útil para definir el comportamiento de una antena es la ganancia.

La ganancia de una antena se define como la relación entre la intensidad en una dirección dada y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por

la antena fuera radiada de forma isotrópica. La intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada es igual a la potencia aceptada por la antena en 4π . [7]

$$\text{Gain} = 4\pi \frac{\text{radiation intensity}}{\text{total input (accepted) power}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.7)$$

En muchos casos se trabaja con la ganancia relativa, que es la relación entre la ganancia de potencia en una dirección dada y la ganancia en potencia de una antena de referencia en esa dirección. La potencia de entrada debe ser la misma para ambas antenas, y la antena de referencia será una fuente isotrópica.

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{lossless isotropic source})} \quad (2.8)$$

La ganancia de la antena esta directamente relacionada con la directividad, a través de la eficiencia de radiación de la antena, e .

$$G(\theta, \phi) = e D(\theta, \phi) \quad (2.9)$$

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isotrópica que radiase la misma potencia que la antena. [8]

$$D(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.10)$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobre-entiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación. Y se expresa:

$$D = \frac{\rho_{max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.11)$$

2.2.3 INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Una de las características fundamentales de una antena es su capacidad para radiar. Es conveniente cuantificar este comportamiento con algún parámetro que nos permita comparar entre distintas antenas. Previamente debemos definir el marco de referencia, para ello emplearemos un sistema de coordenadas que nos permita definir cómodamente una dirección del espacio. [9]

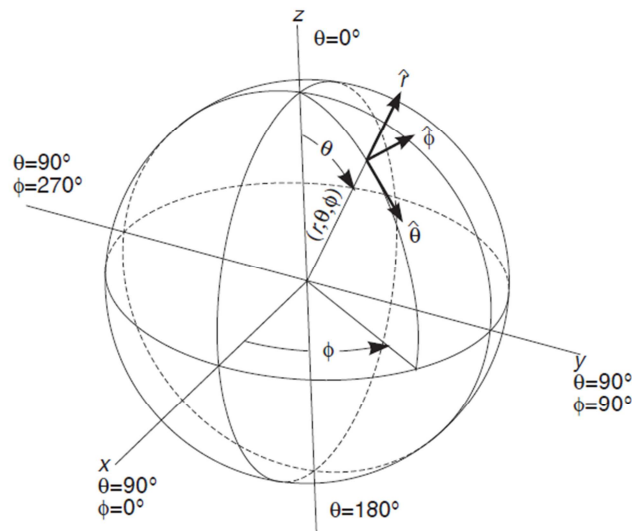


Figura 2.3 Sistema de coordenadas esférico

El sistema de coordenadas utilizado habitualmente en antenas es el esférico (figura 2.3). Para especificar una dirección del espacio se utilizan los ángulos θ y ϕ .

La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico y uno magnético. Ambos son magnitudes vectoriales y están ligados por las ecuaciones de Maxwell.

A partir de los valores eficaces de los campos se obtiene la densidad de flujo por unidad de superficie:

$$\vec{\rho}(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad \text{W/m}^2 \quad (2.12)$$

La densidad de potencia radiada también se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico.

$$\rho(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (2.13)$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena.

$$P_r = \iint_S \vec{\rho}(\theta, \phi) \cdot d\vec{s} \quad (2.14)$$

La intensidad de radiación (K) es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección; sus unidades son vatios por estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena. La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es

$$K(\theta, \phi) = \rho(\theta, \phi) r^2 \quad (2.15)$$

La potencia total radiada también se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio.

$$P_r = \iint_{4\pi} K(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.16)$$

Siendo el diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas:

$$d\Omega = ds / r^2 = \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.17)$$

2.2.4 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Las antenas no radian uniformemente en todas las direcciones del espacio. Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas (como el que se ha mostrado en la Figura 2.3).

Se utiliza para representar la magnitud relativa de los campos en función de los ángulos θ y ϕ para un valor de radio constante. [10]

Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresará el campo eléctrico en función de las variables angulares y del radio (constante

siempre). Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, aunque normalmente los diagramas se refieren al campo eléctrico.

La representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo, ya que la potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico.

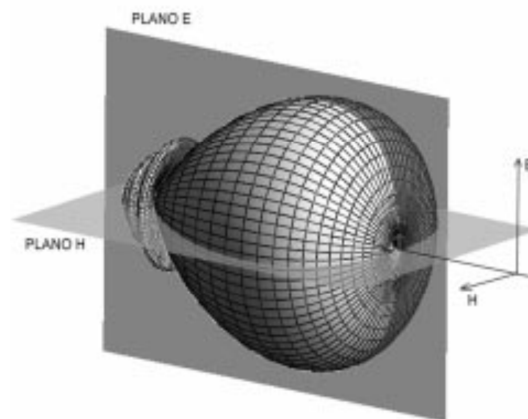


Figura 2.4 Diagrama de radiación 3D

Para antenas linealmente polarizadas se define el plano E como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección.

Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena. Además el diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La figura 2.4 muestra el diagrama tridimensional de una antena y los planos E y H. Los niveles se expresan en decibelios respecto al máximo de radiación.

Para antenas linealmente polarizadas (apartado 2.2.5) se define el *plano E* como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el *plano H* es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección.

Es muy útil también, representar el diagrama mediante cortes. Los más utilizados son los que tienen el ángulo θ o ϕ constantes. Un ejemplo de este tipo de representación, se muestra en la figura 2.5.

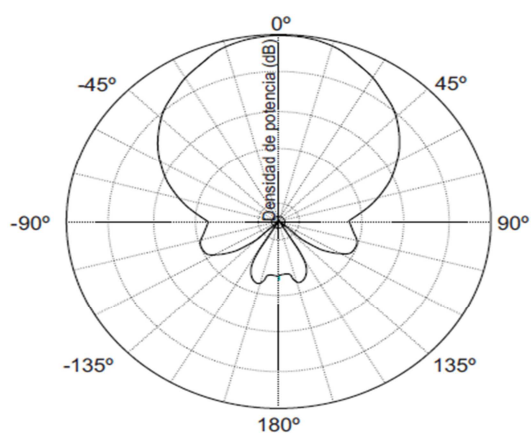


Figura 2.5 Corte de Diagrama de radiación

En un diagrama de radiación normalmente existe una zona de máxima radiación, a la que se denomina haz principal o lóbulo principal. Las zonas que rodean a los máximos de menor amplitud se denominan lóbulos laterales y al lóbulo lateral de mayor amplitud se denomina lóbulo secundario.

En la figura 2.6 se muestran los diagramas de radiación de una antena isótropa, omnidireccional y directiva, respectivamente.

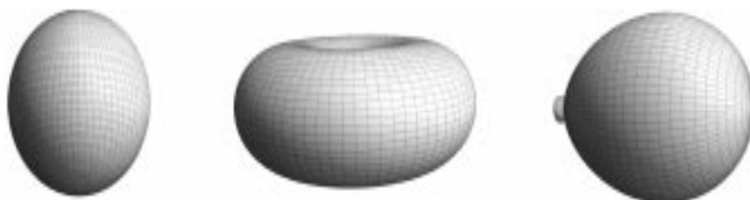


Figura 2.6 Diagramas de radiación 3D

2.2.5 POLARIZACIÓN

La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio con el paso del tiempo. La polarización de una antena en una dirección es en definitiva, la de la onda radiada en esa dirección. [11]

La polarización de una onda se puede considerar la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Según esto las ondas se pueden clasificar en dos grupos:

- Linealmente polarizadas: La figura trazada es un segmento.
- Circularmente polarizadas: La figura trazada es un círculo.

Además, el sentido de giro del campo eléctrico, tanto en las ondas circularmente polarizadas como en las elípticas, se dice que es a derechas si sigue el convenio de avance en la dirección de propagación, o bien si al alejarse la onda de un observador, éste ve rotar el campo en el sentido de las agujas de un reloj, y a izquierdas si es al sentido contrario.

Los campos, representados en notación compleja o fasorial, permiten determinar la variación temporal a partir de cada una de las componentes ortogonales a la dirección de propagación.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left[\vec{E}(\vec{r}) e^{j\omega t} \right] \quad (2.18)$$

La polarización lineal se produce cuando las fases de las dos componentes ortogonales del campo eléctrico son iguales o difieren en un número entero de π radianes. Como ejemplos de polarizaciones se proponen estos tres campos:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \hat{x} e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= 2\hat{y} e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} + 0,5\hat{y}) e^{j(\omega t - kz)} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Donde k es el número de onda, que vale $\omega\sqrt{\mu\epsilon}=2\pi/\lambda$.

Se produce polarización circular cuando las amplitudes de ambas componentes son iguales y sus fases se diferencian en $\pi/2$ o $3\pi/2$ radianes.

Para representar campos con polarización circular a izquierdas y derechas se utilizan las siguientes fórmulas:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= (\hat{x} + j\hat{y}) e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} - j\hat{y}) e^{j(\omega t - kz)} \end{aligned} \quad (2.20)$$

En los demás casos la polarización es elíptica.

$$\begin{aligned}\vec{E} &= (\hat{x} + j0,5\hat{y}) e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} + (1+j)\hat{y}) e^{j(\omega t - kz)}\end{aligned}\quad (2.21)$$

Cualquier onda se puede descomponer en dos polarizaciones lineales ortogonales, sin más que proyectar el campo eléctrico sobre vectores unitarios orientados según esas direcciones. Aplicando el mismo principio, cualquier onda puede descomponerse en dos ondas polarizadas circularmente a izquierdas y derechas.

2.2.6 ANCHO DE BANDA

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias. Este ancho de banda (BW) se puede definir como el rango de frecuencias dentro del cuál el rendimiento de la antena se ajusta a un determinado estándar, con respecto a alguna característica. Este se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central. Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje. [12]

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_o} \quad (2.22)$$

En antenas de banda ancha (una antena es de banda ancha si $f_H/f_L=2$) normalmente se expresa como:

$$BW = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} : 1 \quad (2.23)$$

El ancho de banda de la antena lo impondrá el sistema del que forme parte y afectará al parámetro más sensible o crítico de la aplicación. Para su especificación los parámetros pueden dividirse en dos grupos, según se relacionen con el diagrama o con la impedancia.

En el primero de ellos tendremos la directividad, la pureza de polarización, el ancho de haz, el nivel de lóbulo principal a secundario y la dirección de máxima

radiación. En el segundo, la impedancia de la antena, el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria.

El coeficiente de reflexión (también denominado parámetro S11) de la antena respecto a la línea de transmisión o generador es:

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.24)$$

La relación de onda estacionaria se puede calcular a partir del coeficiente de reflexión.

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.25)$$

Las antenas de banda estrecha se pueden modelar con un circuito resonante en serie, con una expresión de la impedancia de entrada de la forma

$$Z_a = R_a + jX_a = R_a(1 + jQv) \quad (2.26)$$

Siendo Q el factor de calidad del circuito.

Si se especifica como ancho de banda el margen de frecuencias donde la relación de onda estacionaria es menor que un determinado valor S, a partir de las ecuaciones anteriores se puede deducir;

$$BW = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{\left(\frac{Z_0}{R_a} S - 1\right) \left(S - \frac{Z_0}{R_a}\right)}{S}} \quad (2.27)$$

Cuando la resistencia de la antena coincide con la impedancia característica de la línea de transmisión, el ancho de banda se puede expresar como;

$$BW = \frac{1}{Q} \frac{S-1}{\sqrt{S}} \quad (2.28)$$

2.2.7 PARÁMETROS DE ANTENAS RECEPTORAS

2.2.7.1 ADAPTACIÓN

La impedancia de una antena es igual tanto cuando actúa como receptora o transmisora. Para que en recepción haya máxima transferencia de potencia, la impedancia de la antena Z_A y la de carga Z_L (la antena se conecta a una línea de transmisión o a un receptor) deben ser complejas conjugadas; $Z_L = Z_A^*$. [13]

En este caso, la potencia será:

$$P_{L\max} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a} \quad (2.29)$$

Si no hay adaptación en la antena, la potencia se calculará como:

$$P_L = P_{L\max} C_a = P_{L\max} (1 - |\rho|^2) \quad (2.30)$$

Donde C_a es el coeficiente de desadaptación, que se puede calcular a partir de (2.30) y (2.24);

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad (2.31)$$

2.2.7.2 ÁREA Y LONGITUD EFECTIVA

Cuando la antena actúa como receptora, extrae potencia de la onda incidente, con lo cual representa un área de captación (A_{EF}), que es la relación entre la potencia que la antena entrega a la carga y la densidad de potencia de la onda incidente. [14]

También se denomina área efectiva y representa la porción del frente de onda que la antena tiene que interceptar.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\rho} \quad (2.32)$$

El área efectiva depende de la impedancia de entrada y la polarización. Si se sustituye 2.29 en 2.32 y se tiene en cuenta que $\rho = |E|^2/\eta$, entonces;

$$A_{ef} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a \rho} = \frac{|V_{ca}|^2 \eta}{|E|^2 4R_a} = \frac{\ell_{ef}^2 \eta}{4R_a} \quad (2.33)$$

Aquí se ha introducido un nuevo parámetro, la longitud efectiva (ℓ_{EF}).

$$\ell_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|} \quad (2.34)$$

Además ambas magnitudes variarán proporcionalmente al diagrama de radiación del campo.

2.3 TIPOS DE ANTENAS

Las antenas pueden clasificarse según diferentes criterios, ya que la cantidad de aplicaciones y bandas de frecuencia, dan lugar a unas tipologías de antenas muy diversas. Sin embargo, los tipos más comunes de antenas se pueden clasificar en 4 grandes bloques; antenas de hilo, antenas de apertura, antenas planas y array de antenas. [15] y [16]

2.3.1 ANTENAS DE HILO

Las antenas hilo pueden encontrarse en muchos lugares, como un coche o un edificio. Son antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo (de ahí su nombre). Este elemento radiante tiene una longitud que es despreciable a la longitud de onda de trabajo de la antena.

Este tipo de antenas se utiliza sobre todo en las bandas MF, HF, VHF y UHF. Son antenas hilo los dipolos, las antenas espira y las antenas helicoidales.

2.3.1.1 ANTENA DIPOLO

Es la antena más elemental, aunque presenta diversas variaciones, y se representa en su versión más simple en la figura 2.7. El dipolo de media onda consiste en dos elementos conductores rectilíneos alimentados en el centro normalmente por un cable coaxial. El dipolo mide la mitad de la longitud de onda ($\lambda/2$) de la frecuencia de resonancia de la antena.

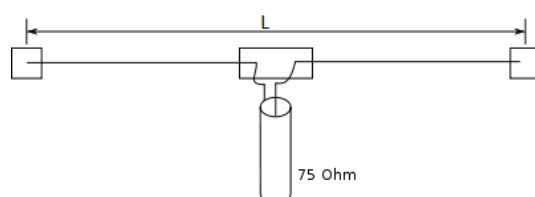


Figura 2.7 Dipolo Elemental

Existen variaciones de este dipolo elemental. Por ejemplo, se podría hablar de una antena basada en dipolo, multibanda, con una única línea de alimentación coaxial tal y como se muestra en la figura 2.8.

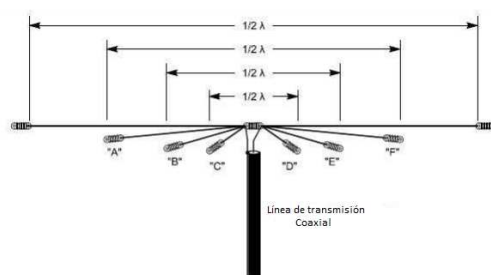


Figura 2.8 Dipolo multibanda

Hay que tener en cuenta algunas consideraciones para el correcto funcionamiento de las antenas dipolo. (Ver tabla 2.3)

Los segmentos de material conductor deben ir aislados en sus extremos.
Cada fragmento de material conductor debe medir $\lambda/4$ según la frecuencia de trabajo del dipolo.
La altura mínima desde el suelo, también será $\lambda/4$.
La longitud del cable coaxial será un múltiplo de $\lambda/4$.

Tabla 2.3 Consideraciones para antenas dipolo.

Además, los parámetros de la antena final, variarán según algunos factores utilizados en el dipolo. (Ver tabla 2.4)

A mayor altura del dipolo, mayor será la ganancia.
A mayor grosor del cable irradiante, mayor ancho de banda.

Tabla 2.4 Factores que varían los parámetros de una antena dipolo

2.3.1.2 ANTENA ESPIRA

Una antena espira es esta compuesta de al menos una espira de un material conductor y son normalmente direccionales; la dirección de radiación está en el plano de la espira, mientras que la recepción es mínima en la dirección perpendicular al plano de la espira.

Estas antenas se pueden construir con múltiples formas (cuadradas, hexagonales...) aunque las más comunes son las circulares, como la de la figura 2.9.

Una de las ventajas frente a otras antenas de tipo vertical es su inmunidad a ruidos, ya que hace de filtro para señales indeseables, pues deja pasar solo la frecuencia de trabajo, rechazando las demás. A su vez en transmisión elimina los armónicos de la

señal portadora, haciendo que la modulación sea más clara para la antena receptora. Influye en su rendimiento el diámetro utilizado para el lazo, sobre todo, en frecuencias bajas.

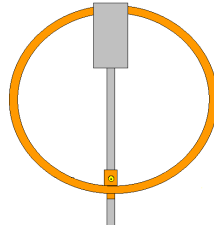


Figura 2.9 Antena Espira

2.3.1.3 ANTENA HELICOIDAL

La antena helicoidal también se denomina antena hélice y es una antena con forma de solenoide, tal y como se aprecia en la figura 2.10, y es el resultado de bobinar un hilo conductor sobre un cilindro de diámetro constante. Es una antena que se dice de banda ancha.

Los parámetros de diseño son: su diámetro, la separación entre dos vueltas, el número de vueltas, el diámetro del hilo y el sentido del bobinado. En función de las dimensiones de la hélice existen dos modos básicos de funcionamiento: el modo normal y el modo axial.

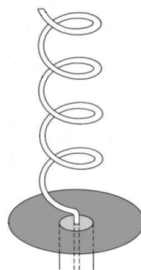


Figura 2.10 Antena Helicoidal

El diámetro de las espiras es igual a $\lambda/3$ el paso del bobinado es igual a $\lambda/4$ y la longitud depende del número de espiras.

Estas antenas son usadas normalmente en radios de comunicación portátiles en la banda VHF (30-150 MHz). Generalmente se coloca delante de un reflector plano para

darle una radiación unidireccional y tiene la propiedad de emitir ondas sin polarización definida.

2.3.2 ANTENAS DE APERTURA

Las antenas de apertura, son hoy en día más conocidas, debido a la necesidad de trabajo en frecuencias mayores del espectro y por la demanda de antenas con diseños más sofisticados.

Utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético de forma que concentran la emisión y recepción del sistema radiante en una única dirección. La antena más conocida es la parabólica tanto para enlaces de radio terrestres como de satélite. El elemento radiante es el alimentador, y también es una antena de apertura (antena bocina) que se puede utilizar sin reflector si se quiere una mayor cobertura. Un ejemplo de antena de apertura, se puede visualizar en la figura 2.11.

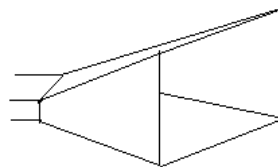


Figura 2.11 Antena de apertura (Bocina)

Antenas de este tipo son muy útiles para aplicaciones en aeronaves y naves espaciales debido a que pueden ser montadas de una manera óptima. Además se pueden cubrir de un material dieléctrico para protegerlos de las condiciones arriesgadas del clima.

2.3.3 ANTENAS PLANAS

Las antenas planas también se conocen como antenas microstrip (ya que se basan en la tecnología microstrip). Se volvieron populares en los años 70 para aplicaciones espaciales y militares principalmente, aunque ahora son antenas muy utilizadas.

Se utilizan en aplicaciones en las que es importante que la antena tenga un tamaño reducido, por ejemplo aplicaciones aeronáuticas, de aplicaciones móviles o de comunicaciones inalámbricas (que es el tipo de comunicaciones para las que se quiere destinar la antena proyectada en el presente documento).

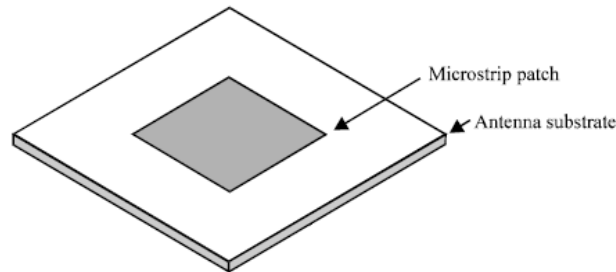


Figura 2.12 Antena plana

Se trata, tal y como se ve en la figura 2.12, de un parche metálico, que puede estar alimentado de varias formas, colocado sobre un sustrato dieléctrico.

2.3.4 ARRAY DE ANTENAS

Muchas aplicaciones requieren de unas características de radiación que pueden no ser cubiertas por un solo elemento.

Los array de antenas están formados por un conjunto de dos o más antenas idénticas, colocadas de tal forma que en su conjunto se comportan como una única antena con un diagrama de radiación propio.

Una de las características más importantes de los array de antenas, es que su diagrama de radiación se puede modificar y de este modo, la antena podría adaptarse a diferentes aplicaciones. Eso se puede conseguir modificando la señal que alimenta cada uno de los elementos que conforman el array.

Los array de antenas se pueden clasificar en 3 tipos según la distribución de las antenas tal y como se representa en la tabla 2.5.

Array	Descripción
Array lineales	Los elementos están dispuestos sobre una línea
Array planos	Los elementos se disponen de manera bidimensional.
Array conformados	Los elementos están dispuestos sobre una superficie curva.

Tabla 2.5 Clasificación de array según la distribución de las antenas

Además los array de antenas proporcionan (o deberían proporcionar) una serie de ventajas (ver tabla 2.6).

Ventaja	Descripción
Incremento de la zona de cobertura	Ya que la ganancia es mayor que en las antenas omnidireccionales o sectorizadas.
Reducción de la potencia radiada	Al tener mayor ganancia se incrementa la sensibilidad.
Reducción de nivel de interferencia	Al ser más selectivas se podrán rechazar señales interferentes. Incluso pueden utilizarse antenas inteligentes con otras que anulan la interferencia.
Reducir propagación multirrayecto	Debido a la menor dispersión angular se reduce el número de trayectorias que debe seguir la señal.
Mejora de la seguridad	La comunicación es direccional, y hay poca probabilidad de que equipos ajenos intercepten la señal.
Introducción de nuevos servicios	Pueden identificar la posición de los usuarios, tarificación geométrica, radiolocalización...

Tabla 2.6 Ventajas de los array de antenas

CAPÍTULO 3: ANTENAS PARCHE

La antena que se va a desarrollar en este proyecto, es una antena parche o también llamadas antenas microstrip. Es por eso que se va a dedicar este capítulo a desarrollar la teoría básica necesaria para la comprensión de este tipo de antenas y del desarrollo del proyecto.

3.1 INTRODUCCIÓN

3.1.1 INTRODUCCIÓN HISTÓRICA

La tecnología microstrip nació en base de la búsqueda de diseños de tamaño reducido de antenas y líneas de transmisión, que pudieran ser incorporados a dispositivos. [17] y [18]

Los primeros diseños de antenas parche, se remontan a la década de los 50, donde se crearon los primeros circuitos para microondas que se denominaron striplines.

Un circuito stripline está constituido por una tira plana de metal que se inserta entre dos líneas de tierra, la estructura física de esta tecnología se ve representada en la figura 3.1. El material aislante del sustrato forma un dieléctrico. El ancho de la tira, el espesor del sustrato y la permitividad relativa del sustrato determinan la impedancia característica de la tira, la cual constituye la línea de transmisión.

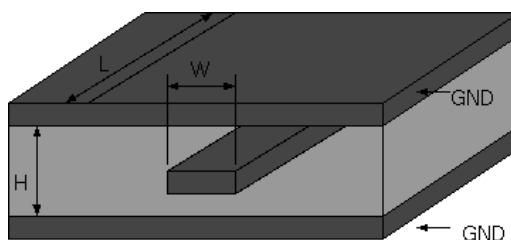


Figura 3.1 Tecnología Stripline

Las líneas microstrip aparecieron publicadas por primera vez en 1952, un año después de la aparición de sus antecesoras, las stripline. Sin embargo el auge de esta tecnología tardó en llegar y no fue hasta los años 70 cuando empezó a implementarse en sistemas, debido a sus grandes pérdidas por radiación, y más en substratos con permitividades bajas como los que existían entonces. A medida que se fueron creando nuevos substratos con mejores valores de permitividad, el uso de esta tecnología fue en aumento.

La diferencia entre ambas tecnologías, es que en la tecnología microstrip se eliminó la parte superior de substrato, dejando al descubierto el parche metálico.

Para llevar a cabo la tecnología microstrip hay varios modelos. Uno de ellos, que todavía hoy en día se sigue aplicando en muchos diseños, es el modelo de aproximación cuasi-TEM, que llevó a cabo Wheeler.

3.1.2 CONCEPTOS BÁSICOS

Las antenas Microstrip son una extensión de la línea de transmisión Microstrip y son antenas mono-modo. Se caracterizan por tener un pequeño parche metálico (de dimensiones comparables a λ) que actuará como elemento radiante y estará situado sobre un substrato dieléctrico. (En la figura 3.2 se muestra un parche rectangular típico.) [18] y [19]

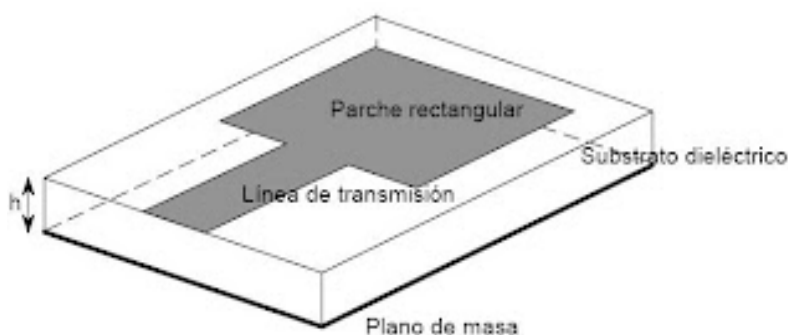


Figura 3.2 Antena parche típica

Este tipo de antenas se pueden fabricar con múltiples formas (algunas de estas formas se pueden ver en la figura 3.3), aunque las más utilizadas son la rectangular y la

circular. Además, las antenas microstrip son las antenas más utilizadas en las frecuencias de microondas.

Las antenas cuentan también con un plano de masa en la parte inferior, plano que impedirá que esta radie hacia la dirección opuesta hacia donde se quiere emitir y recibir.

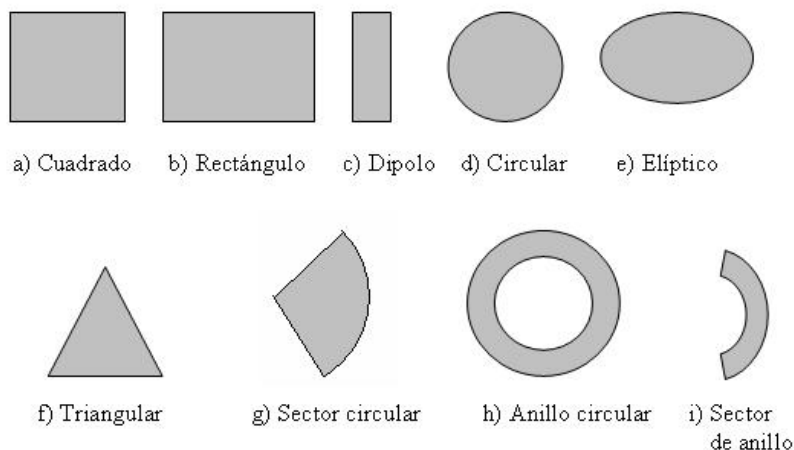


Figura 3.3 Formas de antenas parche

A la hora de diseñar una antena microstrip, hay que tener en cuenta muchos factores (ver tabla 3.1), aunque los más importantes, son la frecuencia de funcionamiento, la constante dieléctrica del sustrato y el grosor del mismo.

La longitud del parche, es el parámetro que va a determinar la frecuencia de trabajo de la antena. En parches rectangulares la longitud de resonancia tiene que tener un valor teórico de $\lambda/2$ y determinará la longitud del otro lado del rectángulo. En parches circulares, por ejemplo, el diámetro del círculo debe tener un valor también de aproximadamente $\lambda/2$.

Normalmente la permitividad del sustrato va a oscilar entre 2 y 12 y el grosor de este variará entre $0.003\lambda_0$ y $0.05\lambda_0$. Además la constante dieléctrica es un factor inversamente proporcional al ancho de banda, no así el grosor del sustrato.

Factor	Descripción
Frecuencia de trabajo (f_0)	Hay que seleccionar correctamente la frecuencia de funcionamiento de la antena, según el tipo de aplicación para la que se vaya a destinar y el rango del espectro electromagnético donde se quiera utilizar.
Constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r)	A este parámetro también se le llama permitividad. Un sustrato con una constante dieléctrica baja, se relaciona con mejores eficiencias de radiación, menos pérdidas en el sustrato y una disminución en las ondas superficiales.
Grosor del sustrato (h)	Ha de tenerse en cuenta en el diseño, pensando que normalmente se desean conseguir antenas de un tamaño reducido. Si se aumenta el grosor del sustrato, se mejorará la eficiencia de radiación de la antena, aunque también se incrementan las pérdidas del dieléctrico y de las ondas superficiales, por lo que hay que encontrar un término medio.

Tabla 3.1 Factores de la antena microstrip

3.2.1.1 FUNCIONAMIENTO

El funcionamiento de una antena parche, se basa en la formación de campos electromagnéticos en su estructura. El flujo de la corriente con la que se alimenta a la antena parche va en la dirección del cable de alimentación. Del mismo modo, el vector de potencia y el campo magnético siguen la misma dirección que la corriente.

La energía de la que se provee a la antena genera una distribución de carga sobre las superficies superior e inferior del parche, y sobre el plano de masa, como viene representado en la figura 3.4, y el campo eléctrico que se genera tanto en el parche como en el plano de masa, es nulo.

Los mecanismos de radiación de un parche pueden ser determinados a través de la distribución de los campos entre el metal y el plano de masa. El cálculo preciso del campo es muy complicado, por lo que se suele tender a realizar una aproximación simplificada.

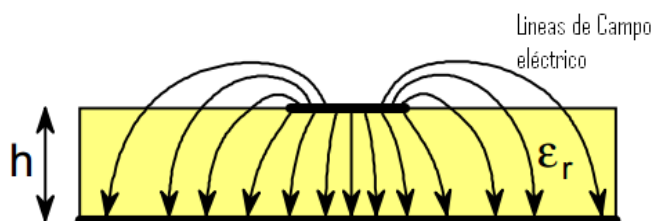


Figura 3.4 Fenómeno de radiación en una antena microstrip

La presencia de cargas positivas y negativas es debida a que la largura del parche esta relacionada con la longitud de onda en la frecuencia de trabajo. La fuerza repulsiva entre estas cargas hace a algunas de ellas a colocarse a lo largo de los bordes, de las superficies superior e inferior del parche, generando así la densidad de corriente.

3.1.3 VENTAJAS E INCONVENIENTES

La mayor ventaja de las antenas planas, es su pequeño tamaño, que hace que puedan ser integradas en muchos dispositivos, cosa que hoy en día es muy necesaria.

Otra ventaja que tienen es su bajo coste y la facilidad de fabricarlas. Además son antenas robustas y pueden ser diseñadas tanto para tener polarización lineal (de forma vertical u horizontal), y también polarización circular (hacia derechas o hacia izquierdas). [18] [21]

Son antenas muy versátiles a la hora de elegir la frecuencia de resonancia a la que van a trabajar.

Aunque estas antenas también tienen muchas limitaciones según el tipo de aplicación para la cuál se quieran destinar. Son antenas que tienen una baja eficiencia y baja potencia. Además tienen un factor de calidad (Q) alto, lo que provoca que sean antenas que trabajen en una banda estrecha.

En cuanto a la polarización, están limitadas en conseguir la pureza de la misma en un rango frecuencial muy ancho, por lo que si se quiere trabajar en un rango amplio de frecuencias la pureza de la polarización seria pobre.

Otra desventaja de las antenas microstrip es la radiación espuria de las líneas microstrip, y es que si se utiliza una alimentación a base de una línea microstrip, esta también emitirá radiación, lo que puede provocar un cambio en el diagrama de directividad.

3.1.4 APLICACIONES

Las antenas microstrip se pueden utilizar en multitud de aplicaciones como las siguientes:

- Aplicaciones en el rango de frecuencias entre 100MHz y 50GHz.
- Antenas embarcadas en misiles
- Radar en aviones
- Antenas de exploración radar en satélites
- Telefonía móvil
- Comunicaciones móviles por satélite
- Aplicadores de calor en medicina (hipertermia)
- Aplicaciones inalámbricas
- Sistemas de posicionamiento y GPS
- Sistemas de vigilancia, identificación.

3.2 MODOS DE ALIMENTACIÓN

Un aspecto muy importante a la hora de hacer un diseño de una antena parche, consiste en escoger el modo de alimentación. Existen diferentes métodos para poder alimentar una antena de microstrip y que esta radie lo más eficientemente posible en el rango de frecuencias deseado, a través de un correcto acoplamiento de las impedancias. [18]

Los modos de alimentación se pueden clasificar en 3 grandes grupos; Alimentación directa, alimentación por proximidad y alimentación por apertura.

En concreto, en la antena presentada en este proyecto, el método de alimentación que se ha seleccionado es una alimentación directa a través de un cable coaxial.

3.2.1 ALIMENTACIÓN DIRECTA

Este modo de alimentación requiere de contacto directo entre la estructura de alimentación y la antena.

La desventaja que presenta este modo de alimentación, es que no pueden optimizarse por separado la alimentación y la antena, al trabajar en un mismo sustrato, con lo que debe haber un compromiso entre las características esperadas de radiación y las de alimentación.

Existen varios tipos de alimentación directa, aunque los más utilizados son la alimentación por microstrip y la alimentación por cable coaxial.

3.2.2.1 ALIMENTACIÓN POR MICROSTRIP

Este método de alimentación directa, consiste en conectar directamente una línea de microstrip al elemento radiador que estará diseñada de tal forma que tenga la impedancia deseada.

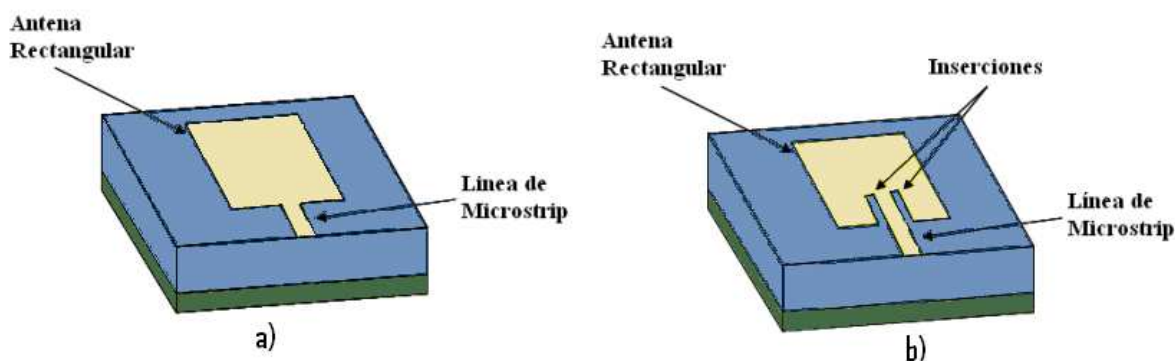


Figura 3.5 Alimentación Directa por línea microstrip

(a) Conexión directa de la línea (b) conexión con inserciones

Este método es el más sencillo de realizar, aunque también es el que peor eficiencia presenta en relación ancho de banda (BW) y acoplamiento. Además existen dos maneras de realizar este método de alimentación (que se pueden visualizar en la figura 3.5. Algunos efectos de alimentar una antena con una línea microstrip, se pueden ver en la tabla 3.1.

Método	Efecto
Conectar la línea microstrip directamente al borde del parche.	Generará un acoplamiento de impedancia mayor y más efectivo.
Alimentando la línea microstrip por medio de inserciones en el parche.	La profundidad de la inserción dicta el acoplamiento de la impedancia.

Tabla 3.2 Efectos de alimentación con una línea microstrip

3.2.2.2 ALIMENTACIÓN POR CABLE COAXIAL

Este método de alimentación directa consiste en hacer que la parte conductora del cable coaxial alimente directamente al elemento radiador, conectando la parte negativa del cable a la tierra de la antena microstrip. (Ver figura 3.6).

La impedancia va a depender de la posición en donde se coloque la sonda en relación al elemento radiador, de tal forma que en punto donde se produzcan 50Ω , se generará el mejor acoplamiento.

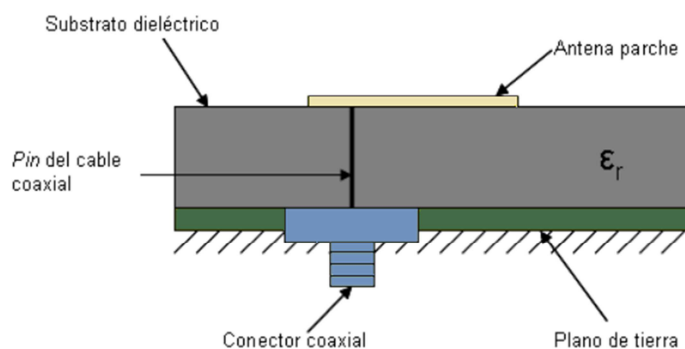


Figura 3.6 Alimentación por cable coaxial

Es uno de los métodos más comunes de alimentación en antenas microstrip aunque es algo complejo, ya que la parte conductora del cable coaxial (pin), debe atravesar el substrato y estar soldado al parche para que la antena funcione correctamente.

3.2.2 ALIMENTACIÓN POR PROXIMIDAD

Este método de alimentación, no tiene contacto directo con el parche, por el contrario el acoplamiento entre la alimentación y el elemento radiador es electromagnético.

La estructura de este tipo de alimentación, tal y como se ve en la figura 3.7, consiste en colocar el parche sobre un sustrato dieléctrico y por debajo una línea de alimentación que estará colocada sobre otro sustrato y este a su vez sobre el plano de masa.

La ventaja de este tipo de alimentación es que tanto la alimentación como el parche pueden optimizarse por separado si se utilizan dos sustratos diferentes.

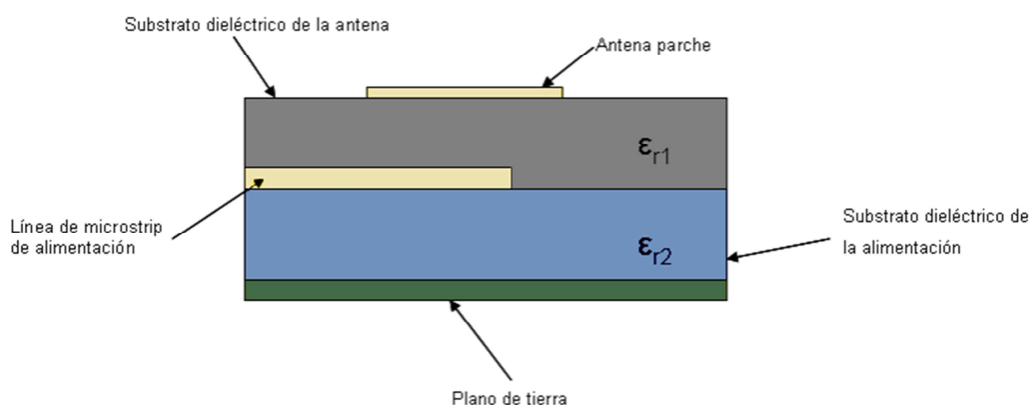


Figura 3.7 Alimentación por proximidad

3.2.3 ALIMENTACIÓN POR APERTURA

El método de alimentación por apertura, al igual que el método de proximidad, también utiliza dos sustratos dieléctricos, uno para el parche metálico y otro para la alimentación.

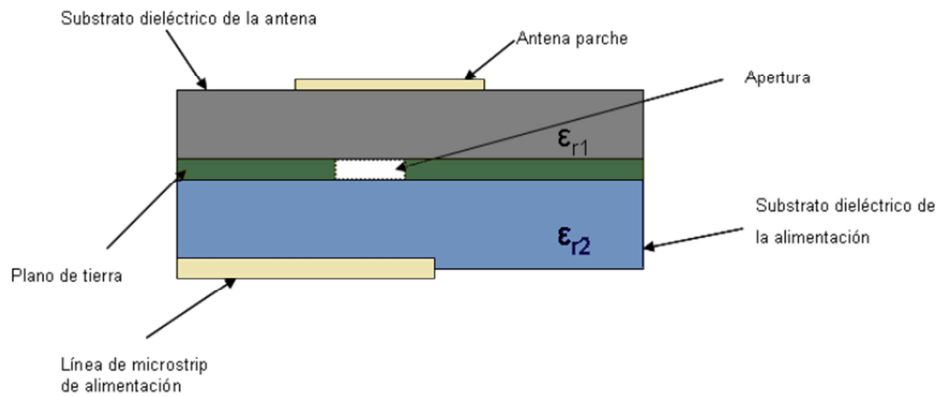


Figura 3.8 Alimentación por apertura

La estructura de este método, que aparece representado en la figura 3.8, consiste en un radiador sobre un substrato dieléctrico y sobre un plano de masa compartido, seguido de otro substrato dieléctrico y por último la línea de alimentación en la parte inferior.

El plano de masa contiene aperturas, que van a influir tanto en la impedancia como en el acoplamiento de la antena dependiendo del tamaño y la posición en la que se coloquen.

Una ventaja con respecto al método de proximidad, es que al estar la línea de alimentación en el extremo opuesto del parche metálico, y separada por el plano de masa, se evitan interferencias y polarizaciones cruzadas.

3.3 TIPOS DE ONDAS EN ANTENAS MICROSTRIP

Las antenas microstrip generan 4 tipos de ondas diferentes; ondas espaciales, ondas superficiales, ondas de fuga y ondas guiadas. [18]

3.3.1 ONDAS ESPACIALES

Las ondas espaciales son enviadas al espacio libre con ángulos de entre 0 y $\pi/2$ y se atenúan con las distancia al punto de emisión. Hablando en términos relacionados con antenas, serían las ondas radiadas, aunque desde el punto de vista de líneas de transmisión, serían pérdidas. Este tipo de ondas se ven reflejadas en la figura 3.9.

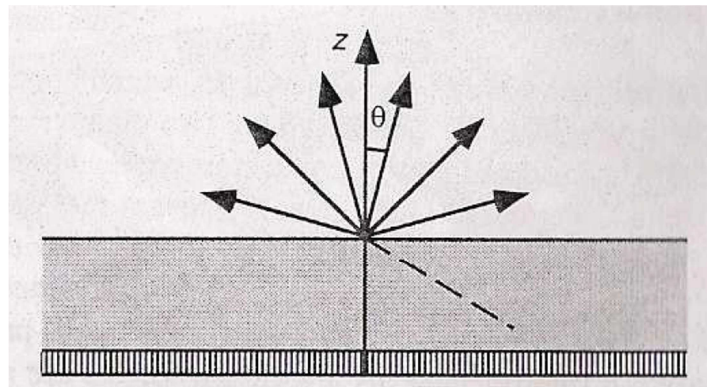


Figura 3.9 Ondas espaciales

3.3.2 ONDAS SUPERFICIALES

Las ondas superficiales adquieren una dirección descendente y al llegar al plano de masa se reflejan, de modo que quedan confinadas en el dieléctrico (ver figura 3.10).

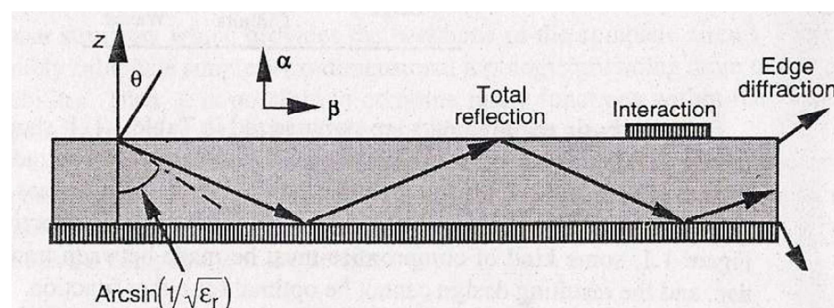


Figura 3.10 Ondas Superficiales

Estas ondas toman parte de la energía de la señal enviada reduciendo la eficiencia y aumentando las pérdidas. Si alcanzan las fronteras de la antena, la onda es difractada por los extremos de la estructura microstrip. Esta onda difractada, es responsable de alterar los patrones de radiación, aumentando los lóbulos laterales.

Las ondas superficiales, son perjudiciales no sólo para circuitos y para líneas de transmisión sino también para el funcionamiento de antenas, por lo que se han de minimizar siempre que sea posible.

3.3.3 ONDAS DE FUGA

Las ondas de fuga son parecidas a las ondas superficiales. La diferencia entre ambas, es que cuando las ondas de fuga alcanzan el espacio libre y el plano de masa, una parte se refleja, pero otra parte se fuga hacia el espacio libre (Ver Figura 3.11).

Este proceso se repite reiteradamente y la magnitud de las ondas dentro del sustrato, va disminuyendo hasta desaparecer.

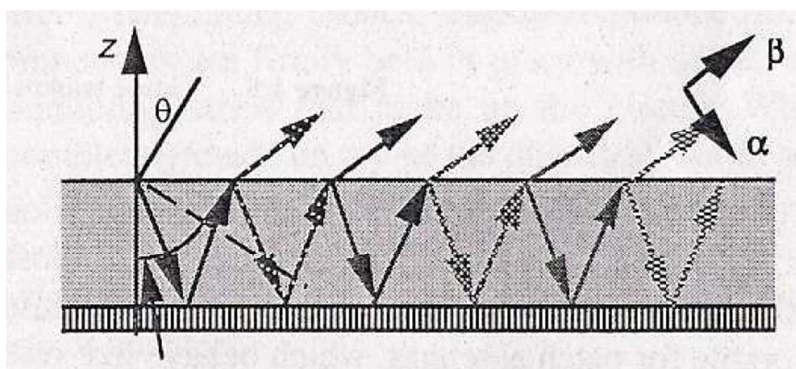


Figura 3.11 Ondas de Fuga

3.3.4 ONDAS GUIADAS

Las ondas guiadas se presentan en circuitos impresos utilizados para líneas de transmisión o guías de ondas. Estas ondas se producen cuando la parte superior del

substrato dieléctrico esta metalizada, las ondas guiadas se encuentran entonces viajando en el substrato, rebotando tanto en la parte metálica superior como en el plano de masa, aunque sólo se da para ángulos de incidencia determinados. (Ver figura 3.12).

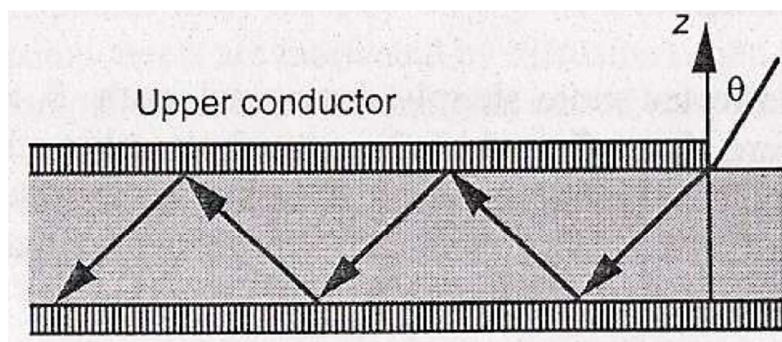


Figura 3.12 Ondas Guiadas

Las ondas guiadas representan el modo de funcionamiento de las líneas de transmisión donde los campos electromagnéticos se concentran debajo de la capa conductora superior, sin embargo estas ondas son perjudiciales para las antenas tipo parche que se comportan como resonadores con un ancho de banda limitado.

3.4 PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS

A continuación, se detallan algunos parámetros de las antenas parche. [22]

3.4.1 FRECUENCIA DE RESONANCIA

La frecuencia de resonancia, esta determinada por el tamaño del parche metálico. En el caso de una antena circular (la que se va a trabajar en este proyecto), la frecuencia de resonancia viene determinada por el diámetro del círculo, mientras que en un parche rectangular esta frecuencia de trabajo se decide con el lado mayor del mismo.

Si relacionamos la frecuencia de resonancia con el parámetro S11 (coeficiente de radiación, ver 2.24), el S11 debería valer idealmente 0dB para todas las frecuencias excepto para la banda de trabajo. Por ejemplo, en la figura 3.13, la frecuencia de resonancia es aproximadamente 2.4GHz y el S11 toma un valor muy bajo, al contrario que para el resto de frecuencias.

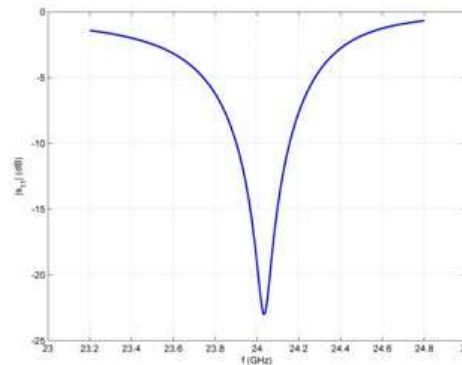


Figura 3.13 Frecuencia de resonancia

La frecuencia de resonancia también va a estar influenciada por la constante dieléctrica del sustrato que se utilice para el diseño de la antena.

En el caso de los parches circulares, es el diámetro del parche, el que determina la frecuencia de resonancia de la antena. Para calcular esta longitud se debe emplear la siguiente fórmula, ya que se conoce la frecuencia a la que se quiere que la antena resuene, es cuestión de despejar.

$$f_r = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

Pero esta es una fórmula teórica y en la realidad, la longitud efectiva del parche (ver fórmula 2.34) no será esa exactamente, tal y como se verá con la experiencia práctica.

3.4.2 ANCHO DE BANDA

El ancho de banda, es el rango de frecuencias a las que la antena emite radiación o la recibe. Este ancho de banda está determinado por varios factores. [23]

- El ancho de banda es directamente proporcional al grosor del sustrato (h). Sin embargo, si h es mayor que aproximadamente $0.05\lambda_0$, dejará de aumentar. El ancho de banda es aproximadamente de un 3%, aunque se puede llegar a incrementar con diferentes técnicas. (punto de alimentación por ejemplo)
- El ancho de banda es inversamente proporcional a la permitividad del sustrato (ϵ_R). Un sustrato con una permitividad muy alta provoca un ancho de banda menor.

Para un grosor típico del sustrato que se ha utilizado en un diseño, suele cumplirse:

$$h/\lambda=0.02 \quad (3.2)$$

La permitividad más común en un sustrato es de 2.2 y el ancho de banda gira en torno al 3%. Este ancho de banda puede incrementarse a un 10% si se utiliza un sustrato con una permitividad mayor, y hasta un 50% si se prueban técnicas de localización del punto de alimentación.

Por otra parte la impedancia del ancho de banda de una antena está influenciado por el espacio que hay entre el parche y el soporte plano, cuanto menos distancia haya se radiara menos energía y más energía se quedara en la inductancia y capacitancia de la antena con lo que el factor Q aumenta.

La ecuación para estimar el ancho de banda de estas antenas es:

$$\frac{\delta f}{f_{res}} = \frac{Z_0}{2R_{rad}} \frac{d}{W} \quad (3.3)$$

Donde d es la altura del parche, W es el ancho, Z_0 es la impedancia de espacio libre y R_{rad} es la resistencia de radiación de la antena. Una ecuación reducida podría ser:

$$\frac{\delta f}{f_{res}} = 1.2 \left(\frac{d}{W} \right) \quad (3.4)$$

En una antena microstrip con parche rectangular mientras la longitud del parche sea la misma que la del dipolo resonante podemos tener 2 dB de ganancia de la directividad de la línea vertical del parche.

El soporte plano impide la radiación alrededor de la antena reduciendo la potencia media en todas las direcciones en un factor de 2, lo que hace que la ganancia aumente en 3 dB.

3.4.3 IMPEDANCIA DE ENTRADA

La impedancia de entrada es totalmente independiente del grosor del substrato (h), aunque sí es proporcional a la constante de permitividad del mismo (ϵ_R).

Un punto a tener muy en cuenta, es que la impedancia de entrada esta directamente controlada por la localización del punto de alimentación.

En el caso de las antenas circulares el punto de alimentación óptimo se encontrará en $x=0$ ó en $y=0$, ya que es una forma simétrica. Si se escoge colocar el punto de alimentación en $x=0$, habrá que variar el valor de y hasta dar con el punto óptimo.

En la figura 3.14 se muestra una antena circular y la posible localización del punto de alimentación (la línea discontinua), teniendo en cuenta que se toma $x=0$.

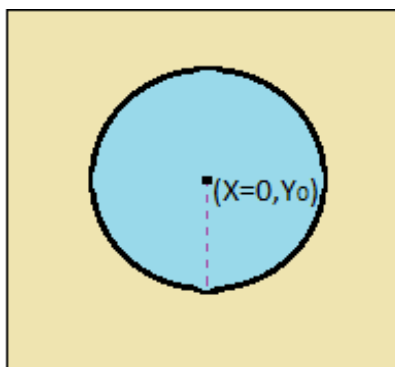


Figura 3.14 Punto de alimentación de una antena parche circular

3.4.4 EFICIENCIA DE RADIACIÓN

La eficiencia de radiación de la antena es la relación entre la potencia radiada al espacio y la potencia tota de entrada, como ya se ha mencionado en el capítulo 2 (ver 2.6).

Esta eficiencia en las antenas microstrip no es del 100% debido a pérdidas en el conductor, pérdidas en el dieléctrico y pérdidas debido a las ondas superficiales.

Para sustratos finos, las pérdidas en el conductor y en el dieléctrico son muy importantes. Las pérdidas en el conductor incrementan con la frecuencia y normalmente son más perjudiciales que las pérdidas en el dieléctrico.

3.5 MÉTODOS DE ANÁLISIS

A la hora de diseñar antenas tipo parche hay una gran gama de métodos mediante los cuales se pueden llevar a cabo los análisis de estas antenas. [18] [21]

3.5.1 MÉTODO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Indudablemente este modelo es el más sencillo de todos, modelando el parche como una línea de transmisión microstrip.

El modelo según línea de transmisión se basa en que el parche rectangular puede ser visto simplemente como una línea muy ancha terminada en una impedancia de radiación. Se estudia como si fuera un array de dos elementos radiantes, colocados a una distancia similar a la largura del parche. Este método matemático produce buenos resultados en el caso de sustratos delgados, esto es, cuando $h \ll \lambda_0$.

El campo eléctrico se asume invariante a lo largo del ancho W . Se asume que la radiación ocurre en los bordes del parche. Con las ecuaciones de este modelo, se puede encontrar tanto el circuito equivalente que lo caracteriza (véase figura 3.15) como las medidas de sus elementos.

Los datos obtenidos resultan muy precisos para desarrollar el diagrama de radiación, aunque insuficientes para el análisis de la impedancia de entrada.

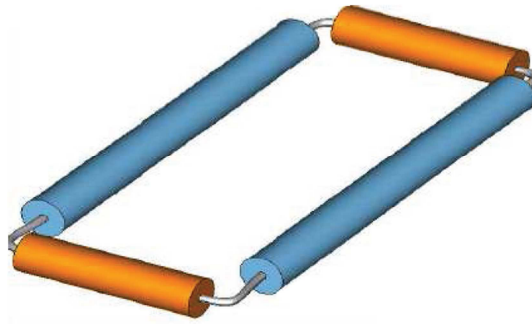


Figura 3.15 Modelo de línea de transmisión equivalente

Además las dimensiones finitas del parche causan la difracción del campo electromagnético en los bordes de la misma. Esto se llama '*efecto de bordes*' (ver figura 3.16).

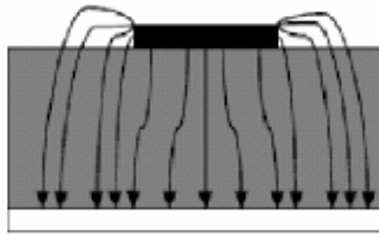


Figura 3.16 Líneas de campo electromagnético

Si se observa la figura 3.16 se puede apreciar como algunas líneas de fuerza están presentes en el sustrato y otras en el aire, medios con diferente constante de propagación. Es muy útil para el análisis de este tipo de antenas el definir una constante dieléctrica efectiva ϵ_{ref} como;

“la permitividad que debe tener un medio dieléctrico homogéneo para que ocupando toda la estructura, proporcione la misma capacidad por unidad de longitud que la estructura no homogénea”.

Esta constante dieléctrica efectiva será menor que la constante del sustrato y mayor que la constante del aire. Si los dos medios en los que está inmersa la antena son aire y sustrato, se tiene:

$$1 < \epsilon_{ref} < \epsilon_r \quad (3.5)$$

El valor de la permitividad efectiva depende de la frecuencia; aumentando la frecuencia se concentran más las líneas de campo en el sustrato haciendo que, en tal

caso la microstrip se comporte como si estuviera en un único medio homogéneo compuesto de un solo dieléctrico.

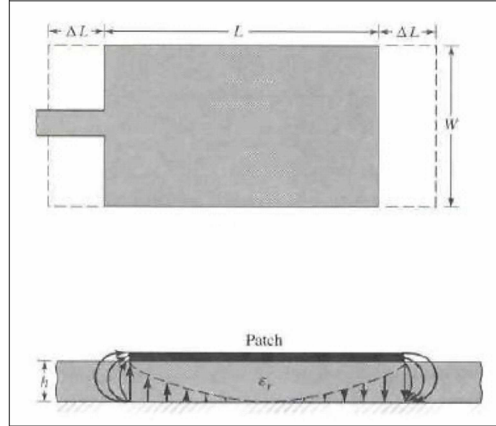


Figura 3.17 Efecto de bordes

A causa del efecto de bordes, eléctricamente el parche aparentaría exceder sus dimensiones físicas. Considerando un parche rectangular de tamaño $L \times W$, se llama ΔL a la largura añadida del parche, debida al efecto de bordes, (ver figura 3.17).

Por tanto, desde un punto de vista eléctrico es como si el parche tuviera, en total, una longitud efectiva igual a:

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (3.6)$$

Para calcular los factores que se han citado en este apartado, serán necesarias las siguientes fórmulas.

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} \quad (3.7)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.8)$$

3.5.2 MÉTODO DE CAVIDAD RESONANTE

Al ser las antenas parche de banda estrecha se pueden considerar como cavidades resonantes, rodeadas en su región interna por conductores magnéticos perfectos y en su parte superior por conductores eléctricos perfectos.

La validez de este modelo está basada sobre las siguientes hipótesis:

- ✓ Siendo el sustrato suficientemente delgado ($h \ll \lambda_0$) los campos en la región interna pueden ser considerados prácticamente constantes a lo largo de "z".
- ✓ El campo eléctrico viene dado exclusivamente sobre "z", mientras que el campo magnético posee ambas componentes transversales, en la región limitada por el parche metálico y el plano de masa.
- ✓ La corriente eléctrica en el parche es prácticamente nula; esto implica que la componente tangencial de H a lo largo de los bordes es despreciable. Pueden entonces ser consideradas cuatro paredes de conductores magnéticos perfectos desde el momento que $dE/dn = 0$.

Dado que las paredes de la cavidad y el material contenido en ellas no presentan pérdidas, la cavidad no puede radiar, siendo así su impedancia de entrada puramente reactiva. Para poder analizar las propiedades radiantes de la antena hay que introducir un mecanismo de pérdidas, haciendo uso de una resistencia de radiación y otra de pérdidas. Ahora se tiene una cavidad con pérdidas que puede representar una antena.

CAPÍTULO 4: DISEÑO DE LA ANTENA PARCHE CIRCULAR

En este capítulo se van a describir las propiedades que debe cumplir la antena. También se definirá el diseño propuesto para cumplir las especificaciones iniciales, así como los materiales empleados, el proceso de simulación y otros datos de interés para conseguir una antena óptima.

4.1 INTRODUCCIÓN

4.1.1 ESPECIFICACIONES

La antena debe funcionar en un doble rango frecuencial, en el doble rango que fija la tecnología WI-FI y que está en uso hoy en día según la norma IEEE 802.11n en España. Estas frecuencias de trabajo se detallan en la tabla 4.1. [23]

Se busca que el S_{11} (ver fórmula 2.24) esté por debajo de los -10dB en las bandas de trabajo de dicha antena.

Además el diagrama de radiación debe presentar su máximo en 0° sin presentar mínimos en dicha zona, ya que se busca una antena que se pueda colocar en un array para conseguir un array directivo en la dirección boresight, o que sirva para alimentar una cavidad de una antena formada por un superestrato EBG.

Se ha tomado como punto de partida, el diseño empleado en una tesis doctoral, que se detalla en el Anexo A y a partir del cual la antena se ha ido modificando hasta conseguir los resultados esperados.

En la tesis se habla de 3 antenas con características muy similares (una triangular, otra cuadrada y otra pentagonal) que cumplen el estándar 802.11n (En la banda inferior y en una de las dos sub-bandas superiores de trabajo de la tecnología Wi-fi). Así pues se continuará con esta tesis y se tratará de hacer lo mismo con una antena parche, en este caso circular, con alimentación a través de un cable coaxial y con polarización lineal, de forma que cumplan con el estándar en la banda inferior y por lo menos en una de las dos sub-bandas superiores.

Banda frecuencial	Banda de microondas	% Ancho de banda
2.41 - 2.48 GHz	Banda S	2.86%
5.15 - 5.35 GHz		3.8%
5.42 - 5.72 GHz		5.38%

Tabla 4.1 Frecuencias de funcionamiento Wi-fi

4.2.2 MATERIAL UTILIZADO

Para la antena diseñada, se ha utilizado un sustrato comercial de Rogers corporation, con una permitividad de 2.2 y una constante de pérdidas de 0.0009, ya que se dispone de este en el laboratorio del grupo de Antenas de la Universidad. El sustrato en cuestión es el Rogers RT/duroid 5880, tal y como se ve en la figura 4.1. En el anexo B, se pueden consultar los detalles de las características de este sustrato, como los grosores disponibles o las pérdidas tangenciales por ejemplo.



Figura 4.1 Material Rogers RT/duroid 5880

Rogers RT/Duroid 5880 pertenece a la familia de los laminados de alta frecuencia. Son compuestos de PTFE reforzado con microfibras de vidrio. La constante dieléctrica de este material es la más baja de todos los productos.

Algunas de las aplicaciones para las que se utiliza son; circuitos de teléfonos de líneas aéreas comerciales, las aplicaciones de ondas milimétricas, sistemas militares de radar, sistemas punto a punto y otros.

Las características del material se representan en la tabla 4.2.

Características del material RT/Duroid 5880
Bajas pérdidas eléctricas en cualquier material de PTFE reforzado
Baja absorción de humedad
Isotrópico
Propiedades eléctricas uniformes al aumentar la frecuencia
Excelente resistencia química, incluidos disolventes y reactivos
Facilidad de fabricación
Compatible con RoHS, favorable para el medio ambiente.

Tabla 4.2 Características del material RT/Duroid 5880

4.1.4 SOFTWARE

El software utilizado para realizar tanto el diseño como la simulación del comportamiento de la antena, ha sido el Ansys HFSS versión 14.0. La interfaz inicial de dicho software se muestra en la figura 4.2.

Una vez creado un proyecto en el programa, aparecerá un sistema de coordenadas 3D en la zona de trabajo, que será en la que se trabaje a partir de ahora con el diseño. (Ver figura 4.3).

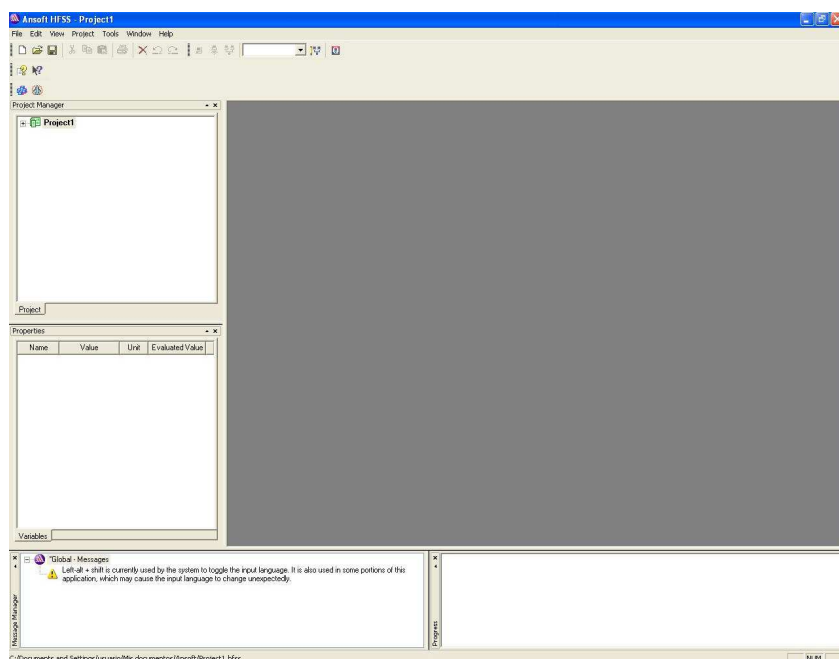


Figura 4.2 Interfaz del Software Ansys HFSS v 14.0

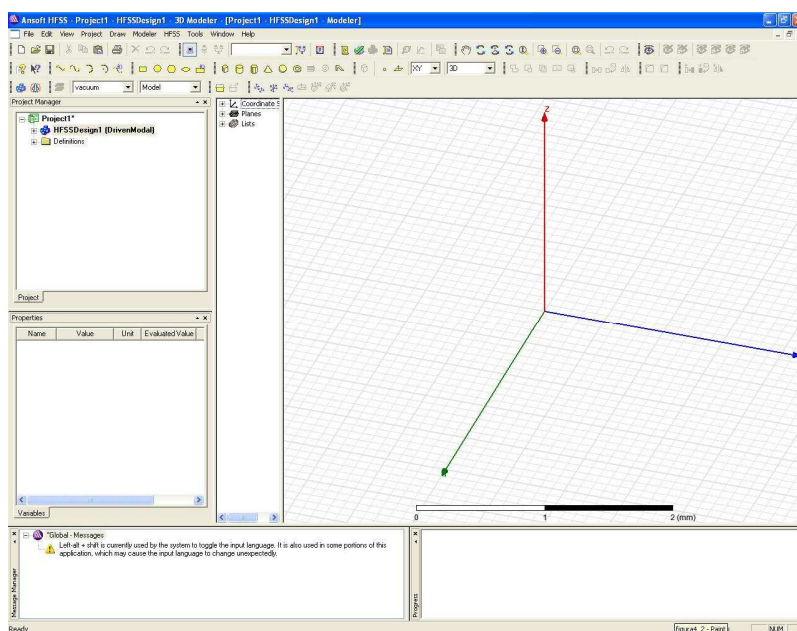


Figura 4.3 Sistema de coordenadas en la zona de trabajo del Software

Además, con la creación de un proyecto aparecen una serie de menús en la parte superior, que permitirán realizar diferentes funciones. En la figura 4.4 se representan

los menús que se han utilizado a lo largo de la simulación de la antena, cada uno recuadrado en un color, que vendrán explicados (los más utilizados) en la tabla 4.3.

En el área de trabajo se dibuja en 3D la antena a simular especificando el material de cada una de las estructuras que forman la misma, especificando los puertos de alimentación y la superficie de radiación sobre la que calcular los diagramas de radiación.

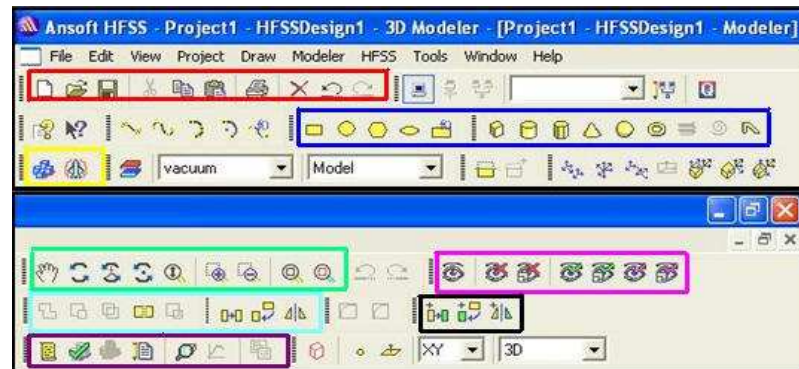



Figura 4.4 Menús del Software Ansys

Color figura 4.4	Uso
Rojo	Abrir, guardar, copiar, pegar...
Azul	Crear diferentes formas y figuras en el sistema 3D.
Amarillo	Crear nuevos proyectos.
Verde	Vistas. Girar, cambiar visualización, acercar, alejar, centrar...
Rosa	Ocultar o mostrar la visualización de diferentes objetos.
Celeste	Unir, sustraer, unión, intersección, mover, rotar, espejo...
Negro	Operaciones para duplicar.
Morado	Comprobar modelo, ejecutar, opciones de simulación, añadir sweep, añadir solución...

Tabla 4.3 Menús del Software HFSS (ver figura 4.4)

Una vez que el modelo de antena esta diseñado, se puede comprobar si todo es correcto pulsando en el botón .

Si todo esta correctamente diseñado, se creará un “Setup” en el que se indicará la frecuencia de mallado (solution Frequency), el número de pasadas que se quiere realizar en la simulación y el error mínimo que se desea. (Véase figura 4.5). Después se podrá crear un “Sweep” que recorra el rango de frecuencias de interés. (Véase figura 4.6). El programa divide la estructura de la antena en tetraedros y va calculando el campo eléctrico en cada uno de los vértices, puntos medios de las aristas y punto central del tetraedro. En cada pasada, va refinando la malla, siendo necesario un número mínimo de pasadas para que el resultado sea fiable.

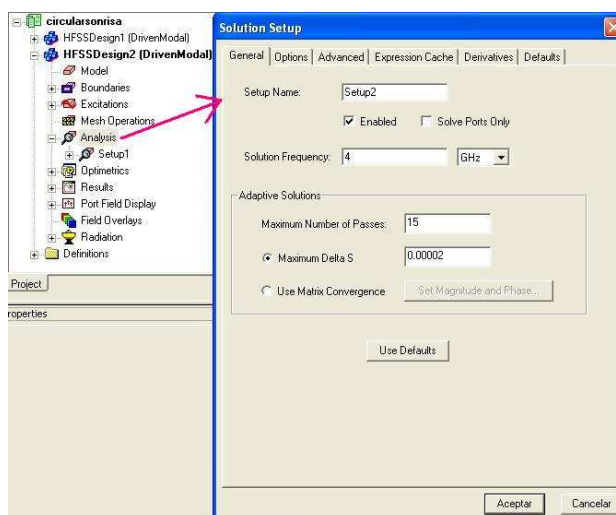


Figura 4.5 Crear un “Setup”

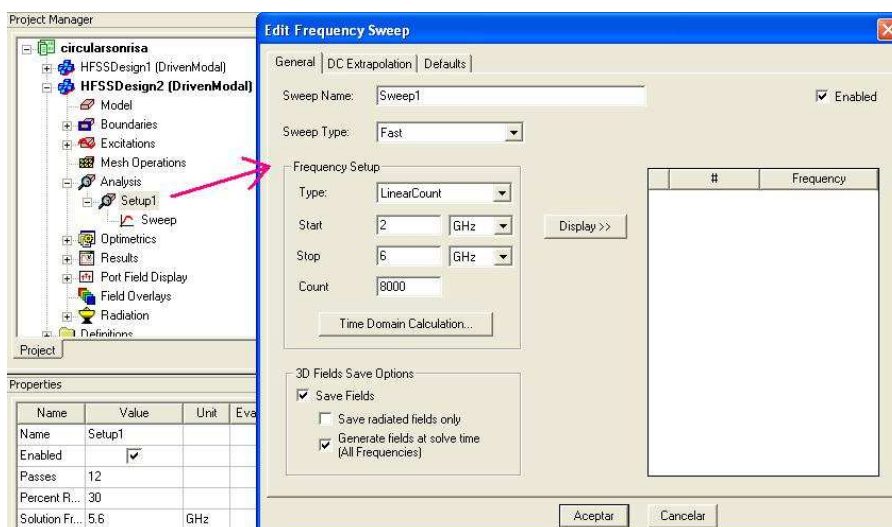



Figura 4.6 Crear un “Sweep”

Durante el proceso de simulación, se puede observar la convergencia o no convergencia del modelo diseñado, pulsando el botón . Se puede visualizar tanto el gráfico del error que se comete en cada pasada, como el número de tetraedros que el programa crea con sus respectivos errores también en cada una de las pasadas. (Ver figura 4.7)

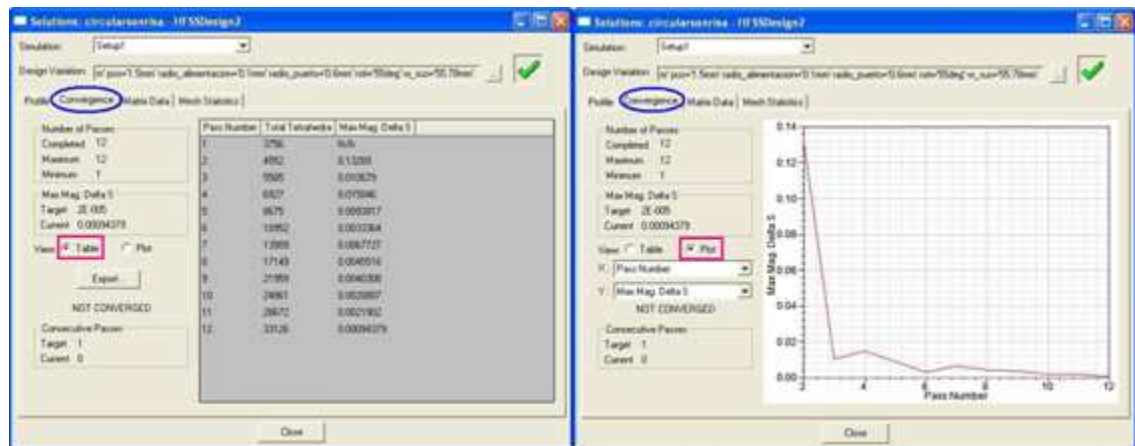


Figura 4.7 (a) Tabla de convergencia (b) Figura de convergencia

Una vez que la simulación ha concluido, se procede a extraer los parámetros de interés de la antena. En el caso que se atiende en este proyecto, el parámetro S_{11} (ver fórmula 2.24) y los diagramas de directividad.

En el caso de querer obtener el gráfico del parámetro S_{11} , se accederá *clickando* sobre "Results" con el botón derecho, tal y como se muestra en la figura 4.8. Una vez se acceda a la pantalla (Véase figura 4.9), se debe seleccionar el parámetro deseado con las correspondientes unidades; en el caso del S_{11} , dB. Si se han creado varios "Sweeps", también habrá que seleccionar el deseado, así como el valor de parámetros si se han creado paramétricos.

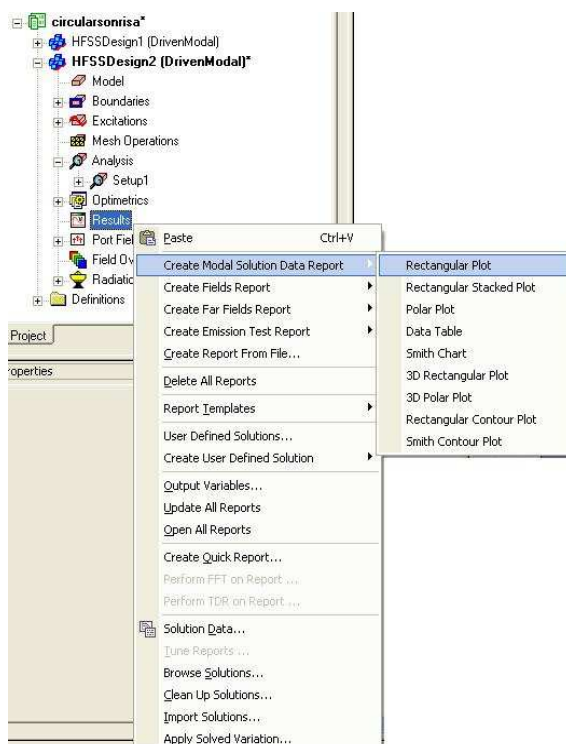


Figura 4.8 Menú para dibujar el parámetro S_{11}

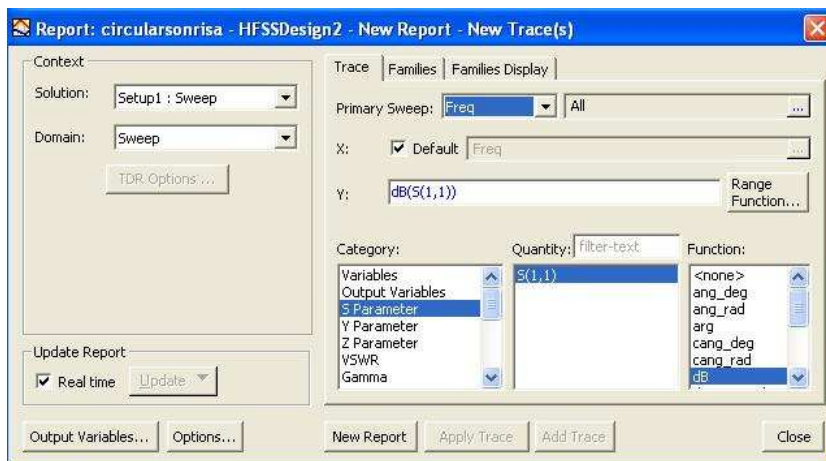


Figura 4.9 Ventana para dibujar S_{11}

Por último, a lo largo del diseño de la antena, se han utilizado los diagramas de radiación, para corroborar el funcionamiento deseado de la misma. Para dibujar un diagrama de radiación (qué es otro de los parámetros clave del proyecto), es necesario primero crear una esfera infinita con el número de puntos deseado por cada plano en la representación para poder visualizar el resultado.

Para crear la esfera, se debe acceder a través del menú del proyecto, tal y como se indica en la figura 4.10a. Una vez abierta la ventana se seleccionaran los parámetros deseados para la representación de los diagramas, como por ejemplo, el número de cortes que se desean ver. (Ver figura 4.10b).

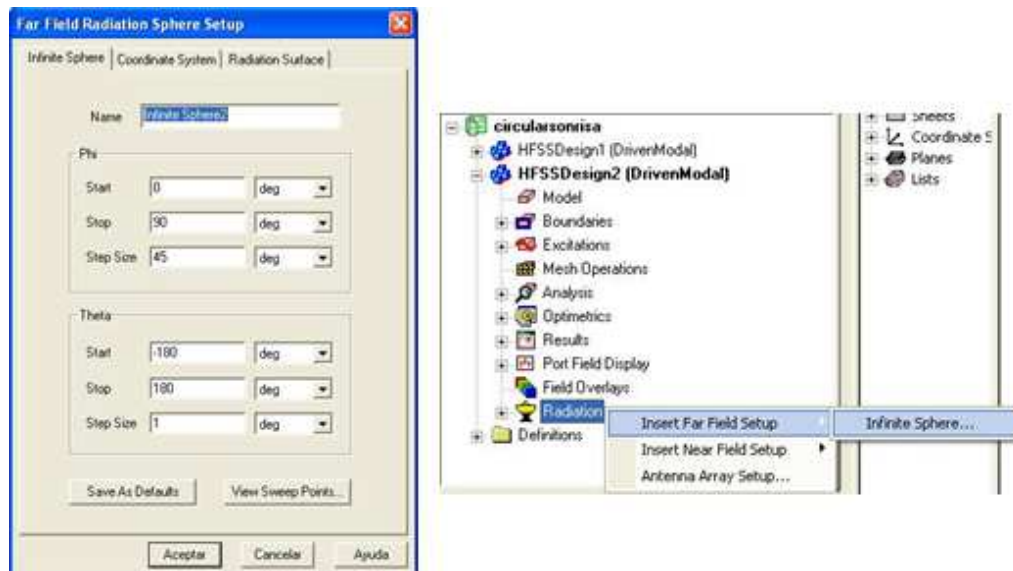


Figura 4.10 (a) Menú para crear una esfera (b) Ventana para crear una esfera infinita

Una vez la esfera esta creada, ya es posible dibujar un diagrama de radiación, accediendo a través del menú que se muestra en la figura 4.11, siempre y cuando en el menú del "Sweep" se haya seleccionado la casilla "generate fields at solve time".

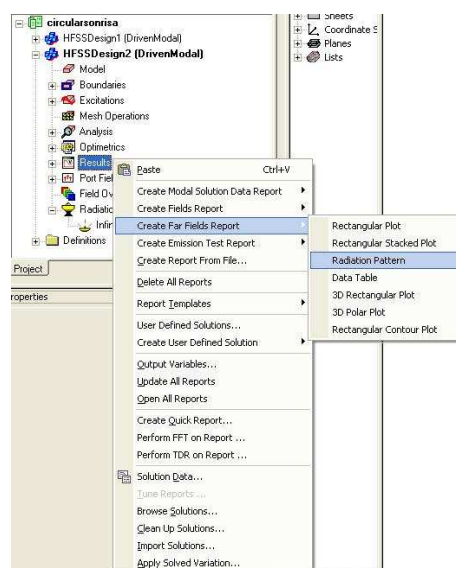


Figura 4.11 Menú para acceder a la ventana de dibujo.

Tal y como se puede observar en la figura 4.12, para dibujar el diagrama de radiación (después de acceder a través del menú de la figura 4.11), se debe seleccionar Directividad (o el parámetro que se desee) y las unidades requeridas, así como el valor de los parámetros en el caso que se hayan utilizado en la pestaña (Families).

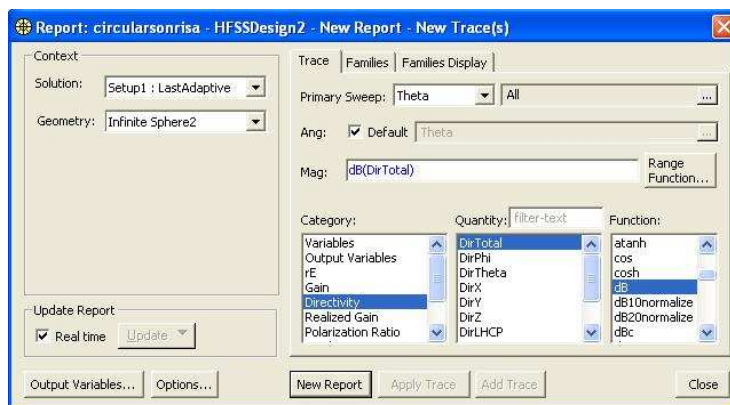


Figura 4.12 Ventana para dibujar los diagramas de radiación

Por último, mencionar que es posible crear lo que se denominan paramétricos, si el diseño se realiza mediante parámetros. Si al radio de la antena se le denomina “r_antena”, se podrían realizar varias simulaciones indicando los valores que se quiere dar al parámetro mencionado. De esta forma se puede controlar cómo varían los diagramas de radiación, o el S11 con respecto a dicho parámetro.

Con todo esto ya se han explicado las pautas básicas para el uso del software utilizado.

4.2 SIMULACIÓN

En este apartado se van a detallar los resultados obtenidos con las simulaciones realizadas, centrándose en cumplir los objetivos que ya se han presentado para este proyecto, así como el proceso de diseño de la antena parche.

Se representarán los valores y parámetros iniciales del modelo con los sucesivos cambios que se han llevado a cabo de los mismos y el porqué, para finalizar con los valores finales elegidos en el proyecto.

4.2.1 ELEMENTO BÁSICO

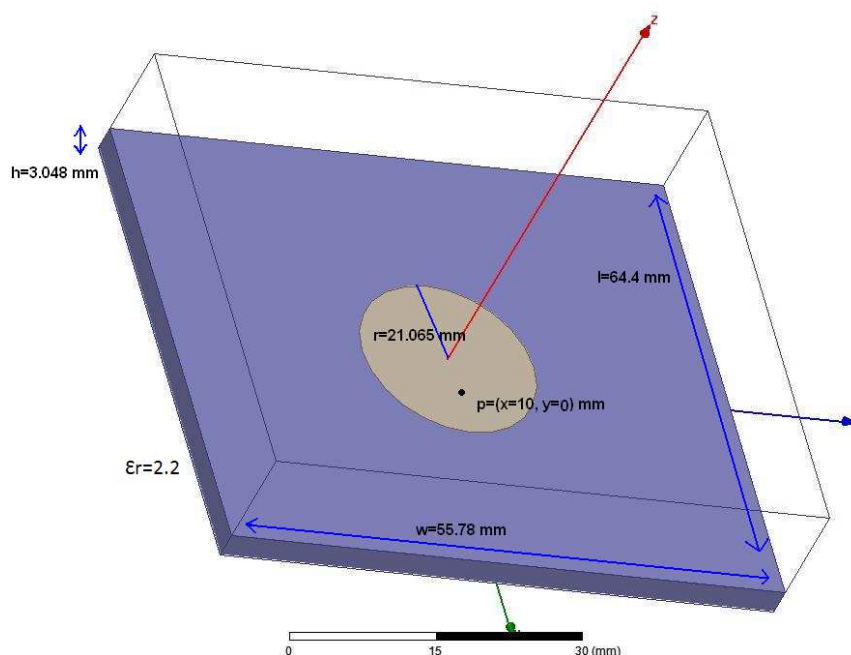


Figura 4.13 Parámetros de la antena inicial

Como punto de partida, se toman como valores para los distintos parámetros del diseño los reflejados en la tabla 4.4, que están basadas en la tesis reflejada en el Anexo A.

Característica	Valor
Tamaño Substrato	55.78x64.4 mm
Grosor Substrato	3.048 mm
Permitividad Substrato	2.2
Pérdidas tangenciales substrato	0.0009
Diámetro parche	42.13 mm
Punto de alimentación	X=10 mm, Y=0 mm

Tabla 4.4 Características iniciales de la antena

El primer objetivo es diseñar un parche que trabaje en la banda baja de frecuencia deseada, que es la de 2.4 GHz. El radio del parche metálico, definirá la frecuencia fundamental de resonancia, y por lo tanto, esta banda de trabajo.

Tras crear una caja con las características del sustrato (y las dimensiones ya mencionadas), un plano de masa, una caja de aire donde el programa hará los cálculos de la simulación y el parche circular, se han asignado materiales. El modelo inicial de la antena se representa en las figuras 4.14 y 4.15.

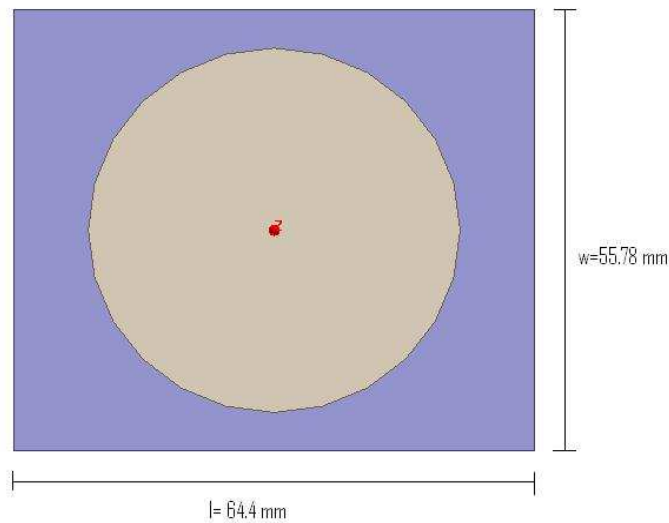


Figura 4.14 Plano planta de la antena

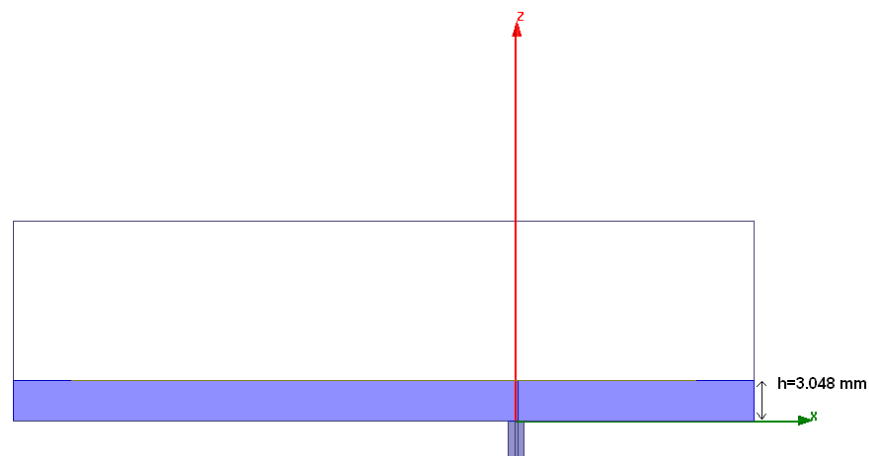


Figura 4.15 Perfil de la antena

Para calcular el diámetro teórico del parche y tomarlo como punto de partida del diseño, se ha empleado la fórmula 3.1. El resultado para la resonancia a 2.4GHz es de 42.13 mm, sin embargo en la práctica esto no da un resultado aceptable ya que la gráfica que representa el parámetro S_{11} muestra el mínimo en una frecuencia superior a la deseada.

En la figura 4.16 se puede ver el resultado para el parámetro S_{11} para diferentes diámetros del parche. A medida que se aumenta el diámetro del parche, más se aproxima el mínimo S_{11} a la frecuencia deseada. Se busca que la banda entre 2.41 GHz y 2.48 GHz presente un valor S_{11} inferior a -10 dB, es decir, que el BW_{-10dB} en 2.445 GHz sea de 70MHz (2.86%).

Se trabaja en un principio con un diámetro de 47mm, aunque a la hora de buscar la segunda banda de resonancia, este parámetro se verá modificado.

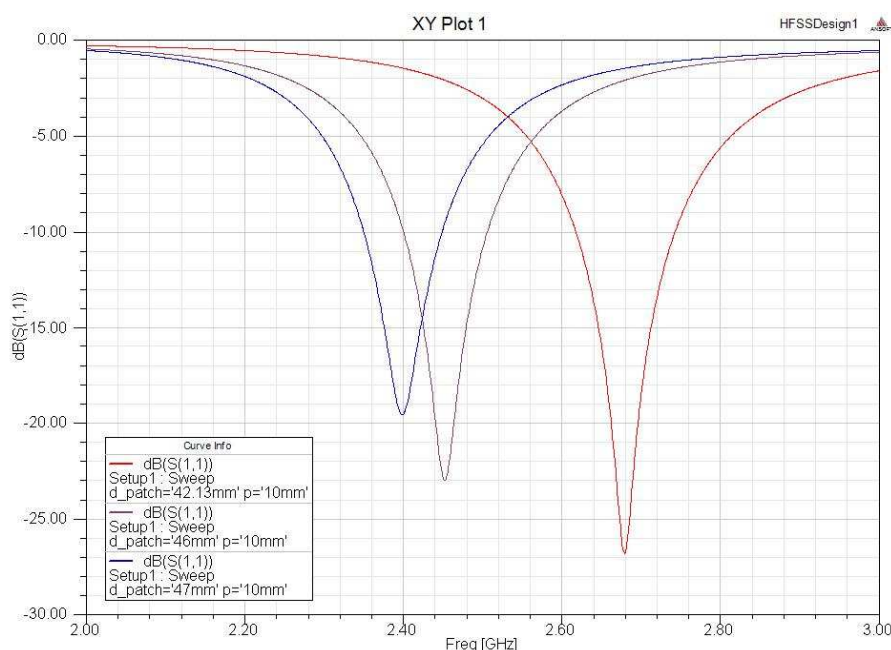


Figura 4.16 S11 para diferentes diámetros del parche

En el rango frecuencial que abarca el parche para $d=47\text{mm}$, la antena funciona en el modo fundamental, y de esta forma presentará un diagrama de radiación con máxima radiación en la dirección normal a la estructura metálica, en $\theta=0^\circ$. El diagrama de radiación para esta frecuencia baja, es efectivamente el esperado, con el máximo en la dirección de 0° y sin presencia de lóbulos laterales. Este diagrama no variará a lo largo de la ejecución del diseño. (Ver figura 4.17)

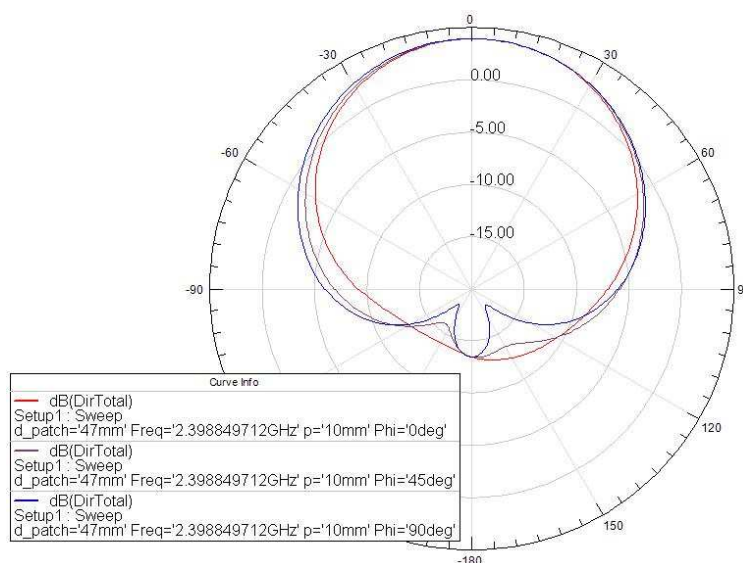


Figura 4.17 Diagrama de radiación a 2.4 GHz

4.2.2 PROCESO DE DISEÑO

Una vez conseguida la resonancia de la antena en la banda inferior, el objetivo ahora es conseguir que la antena resuene en la banda superior. Como objetivo primordial, se tratará de cubrir al menos una de las dos sub-bandas correspondientes a la banda de 5GHz.

4.2.2.1 SIMULACIÓN CON UN SLOT

Para conseguir una doble resonancia, el diseño se va a basar en pequeños slots a lo largo del parche metálico. Primero se creará un único slot con diferentes parámetros que se irán modificando para tratar de conseguir el objetivo deseado. En la tabla 4.5 se detallan los parámetros que permiten modificar el slot.

Se han cambiado además las dimensiones del sustrato, para evitar que el diagrama de radiación presente lóbulos laterales debidos a la pérdida de energía por los bordes del sustrato.

La longitud de onda correspondiente a la frecuencia baja es de 125mm. Las dimensiones que se han asignado son de 180*190 mm, asegurando que la distancia del centro del parche al borde del sustrato sea mayor que $\lambda/2$, de manera que desde el

borde del parche hasta la caja de radiación la distancia sea $\lambda/4$ y así asegurar que el software calcula correctamente el diagrama en campo lejano.

Característica
Grosor de la ranura
Tamaño de la ranura
Distancia al borde del parche metálico
Posición

Tabla 4.5 Parámetros del slot

El valor de S_{11} que se consigue con la primera ubicación del slot (ver figura 4.18), está por debajo de los -10dB en una zona muy estrecha, tal y como se ve en la figura 4.19, no se cubre ninguna de las dos sub-bandas superiores.

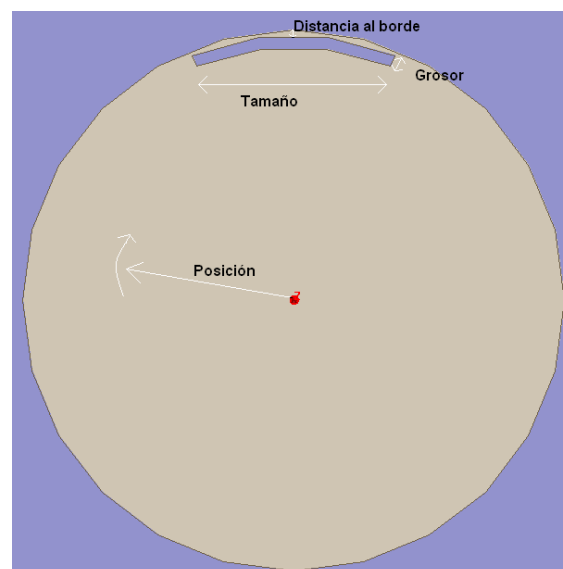


Figura 4.18 Primera ubicación del slot en el parche metálico

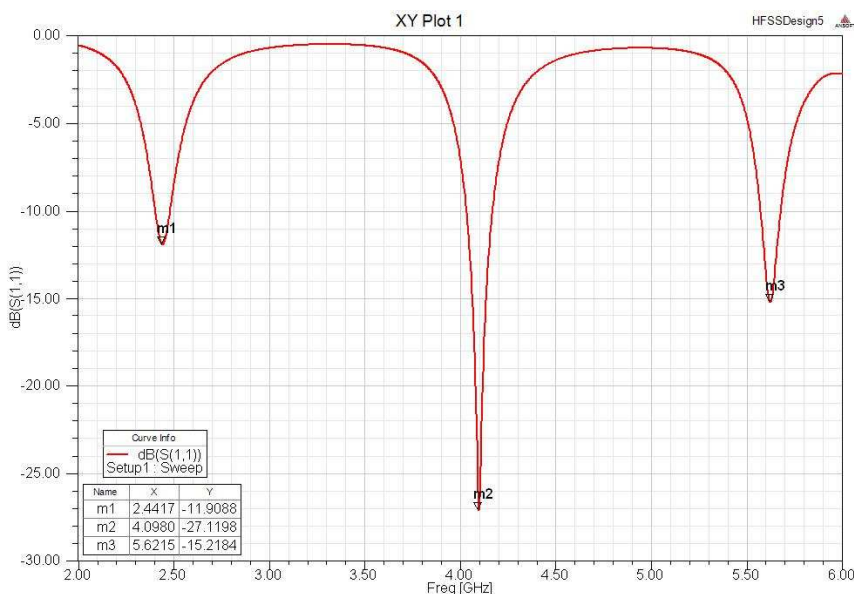


Figura 4.19 S_{11} añadiendo el slot al parche

Como se puede observar en la figura 4.19, aparece una tercera frecuencia en torno a los 4 GHz. Al aparecer dos picos resonantes por encima de la frecuencia de 2.4 GHz se ha comprobado la forma del diagrama de radiación de ambos para saber cuál presenta un diagrama de radiación más adecuado para la aplicación y así ajustar ese pico frecuencial a la frecuencia de la banda superior. Para comprobar que esta frecuencia es indiferente para el diseño, se han sacado los diagramas de radiación tanto de esta frecuencia como en la de 5 GHz.

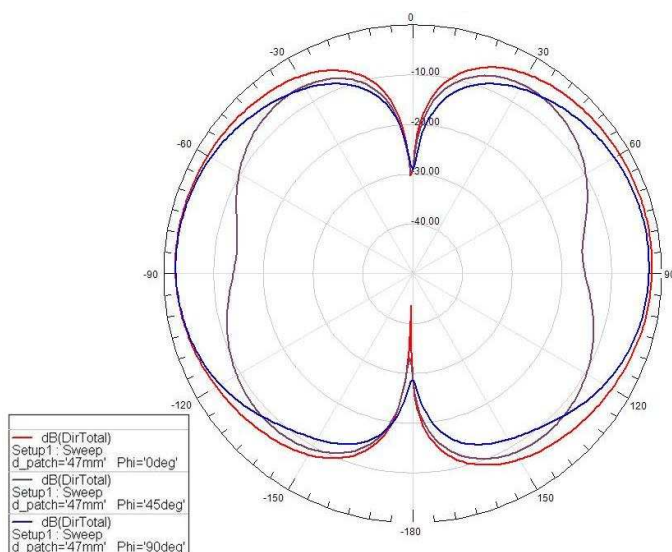


Figura 4.20 Diagrama de radiación para la frecuencia de 4.09 GHz

Tal y como se observa en la figura 4.20, la antena radia hacia los lados mientras que la radiación en boresight es prácticamente nula, en la frecuencia central adicional que aparece.

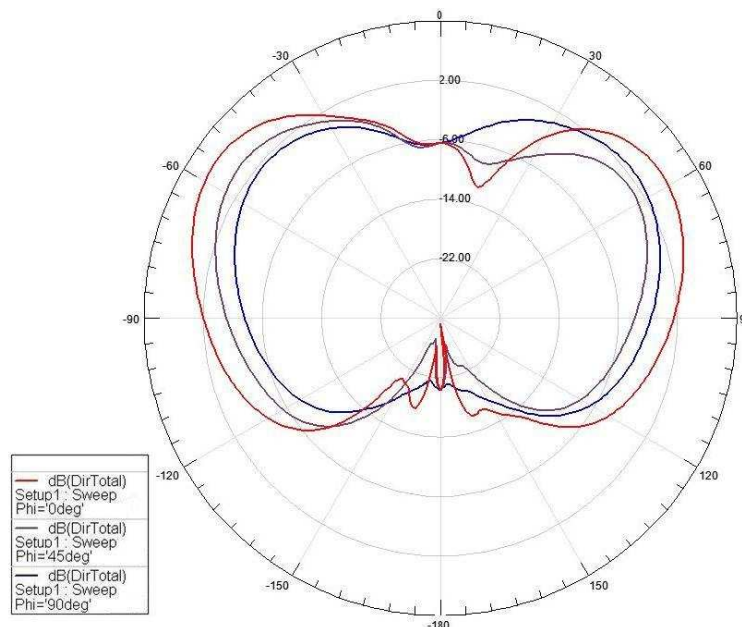


Figura 4.21 Diagrama de radiación a 5.62GHZ

En el caso de la banda alta radia en boresight, aunque su máximo está en $\theta=\pm 60^\circ$ (Ver figura 4.21). Por lo tanto, se toma como aceptable el diagrama de radiación de la banda en torno a 5GHz para continuar con el diseño y se desecha el de 4 GHz. Se busca por lo tanto ajustar el pico aparecido en torno a 5GHz en torno a la frecuencia superior de la banda.

Para buscar la solución óptima del problema. Se han realizado varios cambios en el diseño. En primer lugar se ha cambiado la ubicación del punto de alimentación, para poder ver así la variación en ambas frecuencias, y encontrar la adaptación óptima. En la figura 4.22 se puede apreciar la variación en el parámetro S_{11} con la variación de la posición del punto de alimentación.

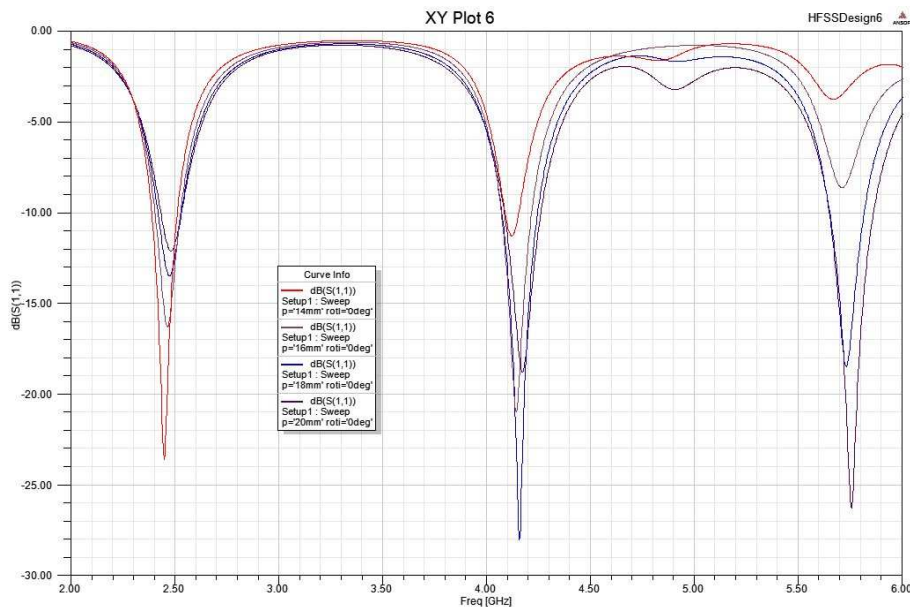


Figura 4.22 S_{11} de la antena variando la posición del punto de alimentación.

Si el punto de alimentación se aproxima al borde del parche, el parámetro S_{11} disminuya su valor para la frecuencia alta, mientras que si está más próximo al centro del parche, disminuye para la frecuencia baja, por eso se utilizará una posición de compromiso para ambas frecuencias, siendo en este caso 18 mm desde el centro en $y=0$.

Además de la posición del punto de alimentación, se han modificado los diferentes parámetros del slot, como la posición, la rotación o la distancia al centro del parche para tratar de conseguir un resultado óptimo.

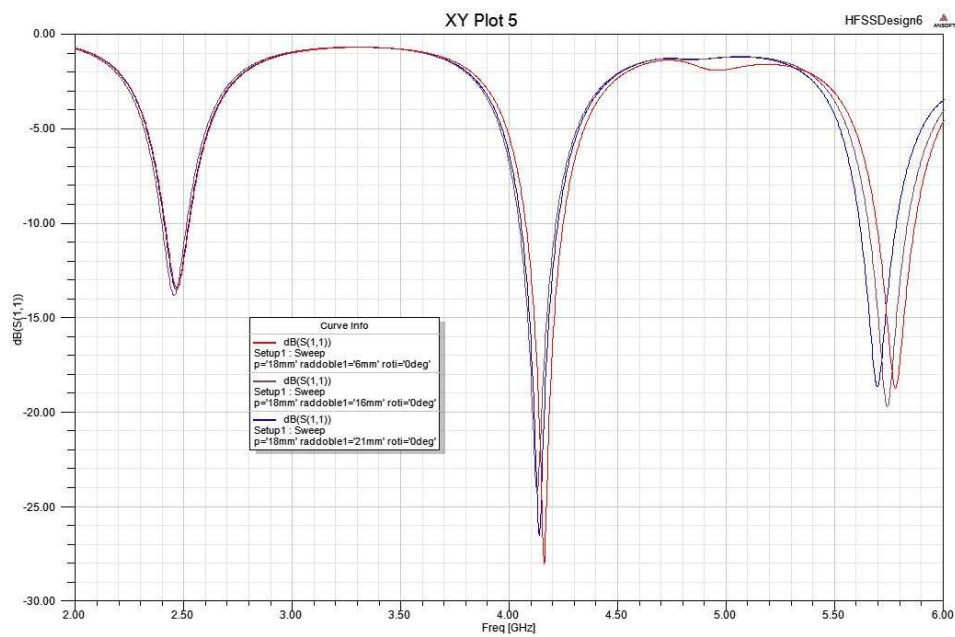


Figura 4.23 S_{11} variando la distancia al centro del parche metálico.

Al aumentar la distancia del slot al borde del parche, varía la banda de trabajo alta de la antena (ver figura 4.23), con lo cuál este parámetro servirá para ajustar finamente la frecuencia de trabajo superior.

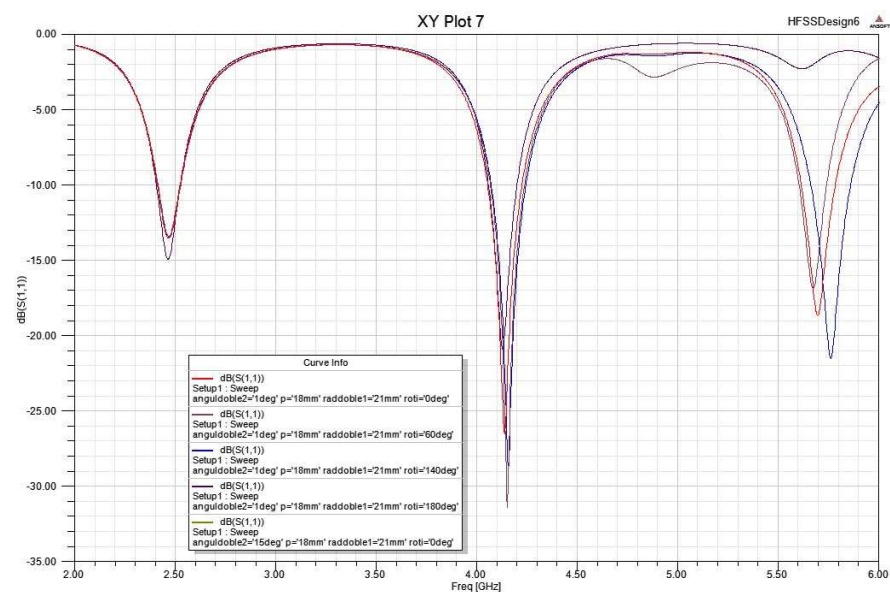


Figura 4.24 S_{11} variando la rotación del slot.

Si el slot se rota a lo largo del parche, es la frecuencia de la banda de 5GHz la que se ve afectada (ver figura 4.24), hasta un punto (180º) en el que el slot esta tan próximo al punto de alimentación, que el resultado no es aceptable, ya que como se observa en la figura 4.24 el S_{11} para ese valor de rotación es prácticamente nulo en la banda alta. La banda superior, depende por lo tanto de la distancia del slot al punto de alimentación.

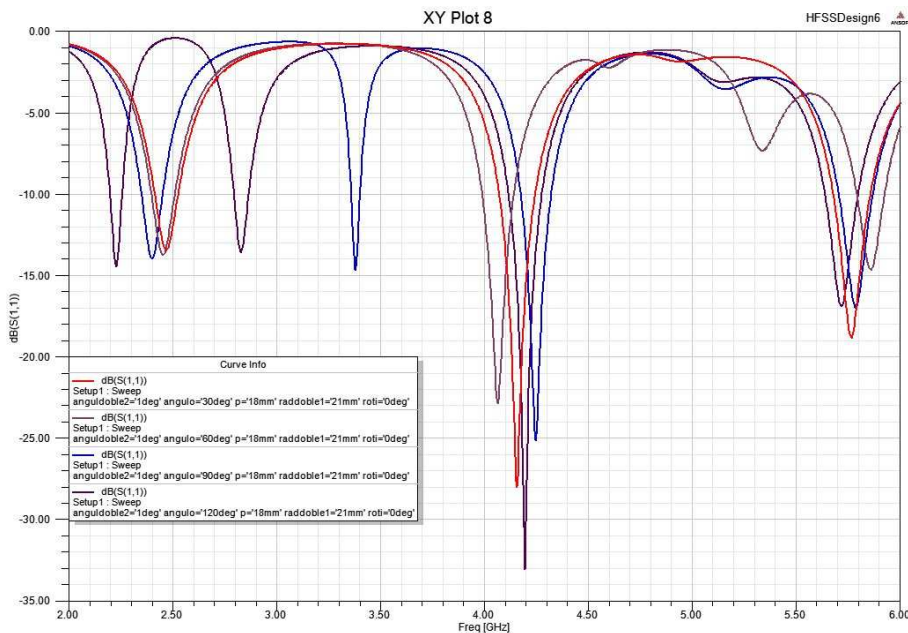


Figura 4.25 S_{11} variando el tamaño del slot.

Conforme se aumenta el tamaño del slot (ver figura 4.25), la frecuencia baja se desplaza hacia frecuencias más bajas, y aparece otro pico en torno a los 2.82 GHz. El ancho de banda en la banda superior pasa a unos 2.97% en torno a los 5.71 GHz, pero si el tamaño aumenta demasiado este porcentaje disminuye. No es óptimo entonces, aumentar demasiado el tamaño del slot, debido a la aparición de picos extra y al no cumplimiento de la normativa con respecto a los anchos de banda.

Si se varía el grosor del slot (ver figura 4.26), se obtiene una posición adecuada de los picos para ambas bandas frecuenciales en el parámetro S_{11} para un grosor de 1 mm (que es el que utiliza la tesis de partida) y para el resto de valores (los picos aparecen en frecuencias superiores) no hay variación, con lo que se trabajará con un grosor de 1mm. La elección del grosor del slot, obliga a reducir el tamaño del diámetro del parche. Ahora el valor será de 45.6 mm, ya que la frecuencia inferior se había desplazado a 2.24GHz.

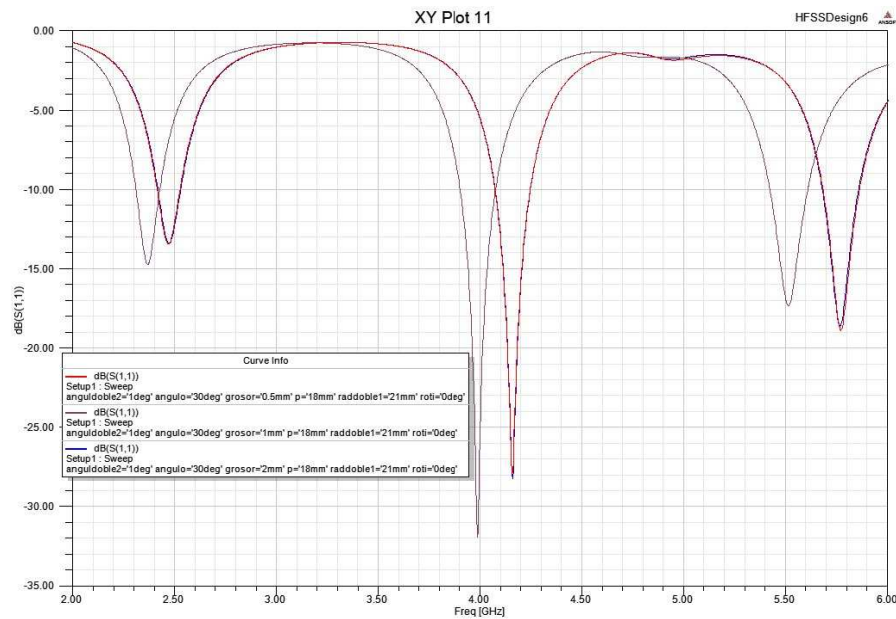


Figura 4.26 S_{11} variando el grosor del slot.

Una vez estudiado el comportamiento del parche en función de la variación realizada a los distintos parámetros, se tratará de cubrir las bandas que conforman la zona de frecuencias altas del Wi-Fi.

Como no se ha conseguido cubrir ninguna de las dos sub-bandas que corresponden a la banda alta de la tecnología Wi-Fi, se va a introducir un segundo slot en el diseño

4.2.2.2 SIMULACIÓN CON DOS SLOTS

El nuevo slot introducido en el diseño se sitúa simétrico al anterior de la forma que se ve en la figura 4.27, recordando que ahora el diámetro del parche es de 45.6mm.

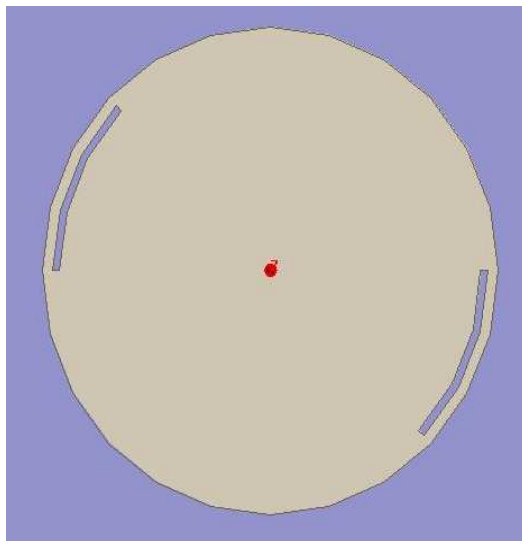


Figura 4.27 Diseño de la antena con dos slots

En un primer momento el resultado obtenido es bastante similar al de la simulación con un único slot, tal y como se puede ver en la figura 4.28.

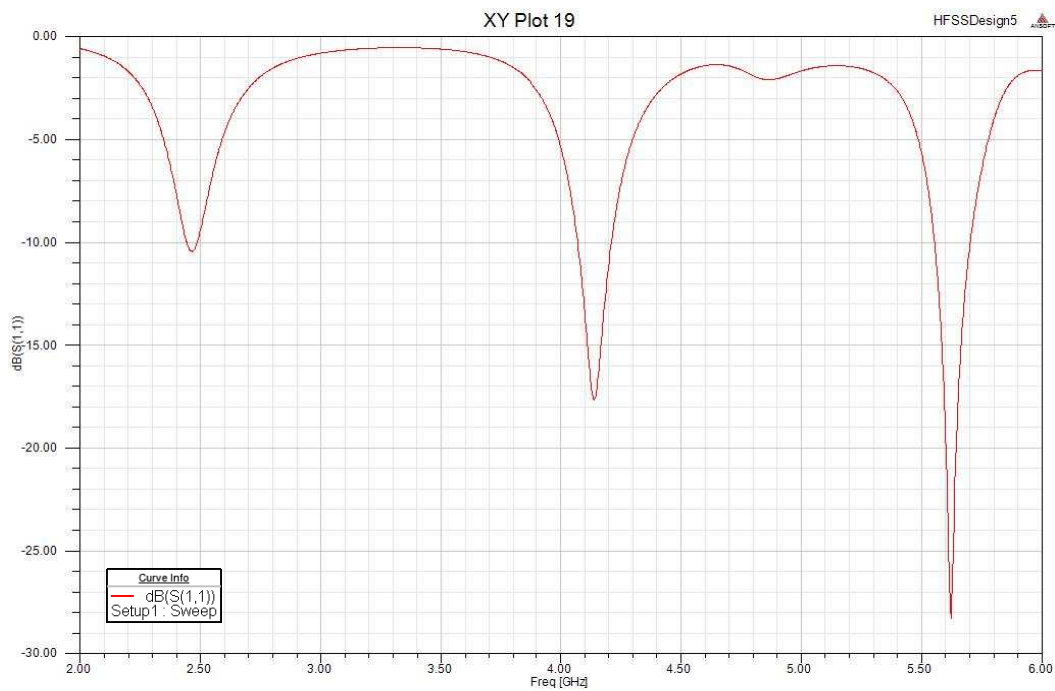


Figura 4.28 S_{11} inicial ante los dos slots colocados

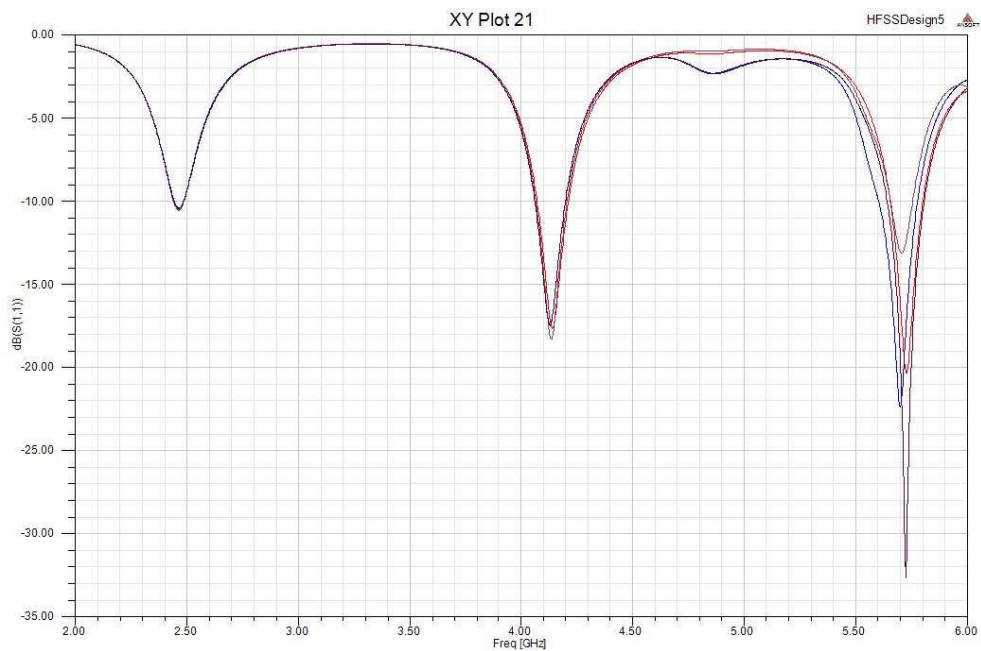


Figura 4.29 S_{11} con dos slots variando la rotación

Si se realiza un barrido con la variable posición, la frecuencia de resonancia de la banda superior se modifica ligeramente. (Ver figura 4.29) En ningún momento se consigue cubrir la banda superior necesaria en el diseño.

Con un barrido de las variables posición-tamaño, se obtiene un diseño concreto de la antena (con los valores tamaño=67.5° y rotación=70°) que cubre una banda en la zona superior para el parámetro S_{11} de 1.25% (Ver figura 4.29), desde 5.52 GHz hasta los 5.66 GHz, será necesario ensanchar esta banda hasta cumplir el estándar.

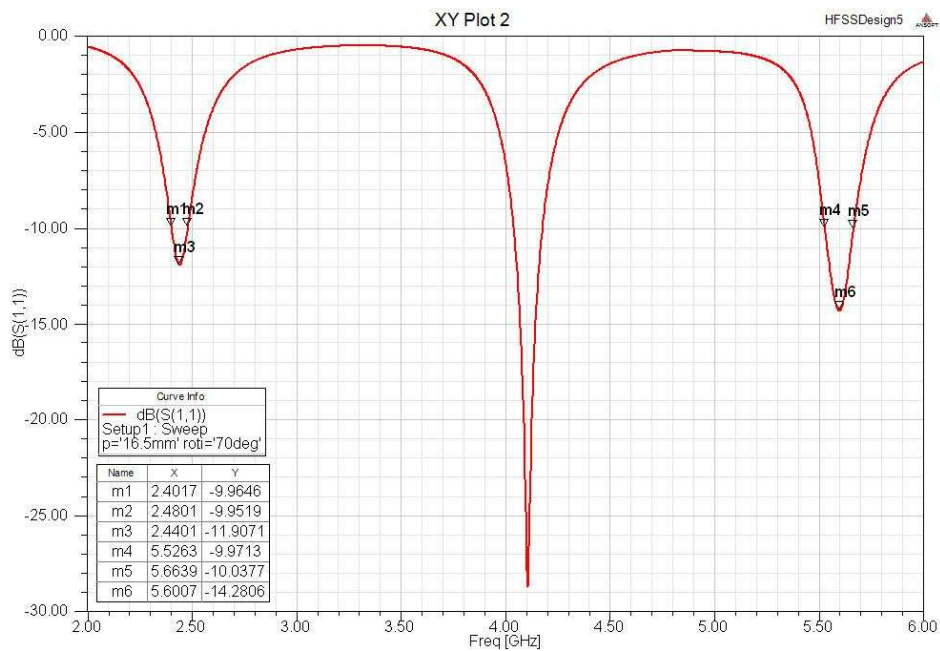


Figura 4.30 S_{11} para tamaño=45 posición=70 en el modelo de dos slots

Se comprueba si los diagramas de radiación no presentan mínimos en la dirección boresight (Figuras 4.31 y 4.32) en las dos frecuencias de interés, después se intentará buscar una solución más exacta para que la banda superior se cubra en toda su totalidad y para que la banda inferior esté por debajo de los -10 dB. La solución final no se puede encontrar a base de un solo parche, será necesaria la presencia de al menos dos para poder cubrir el estándar.

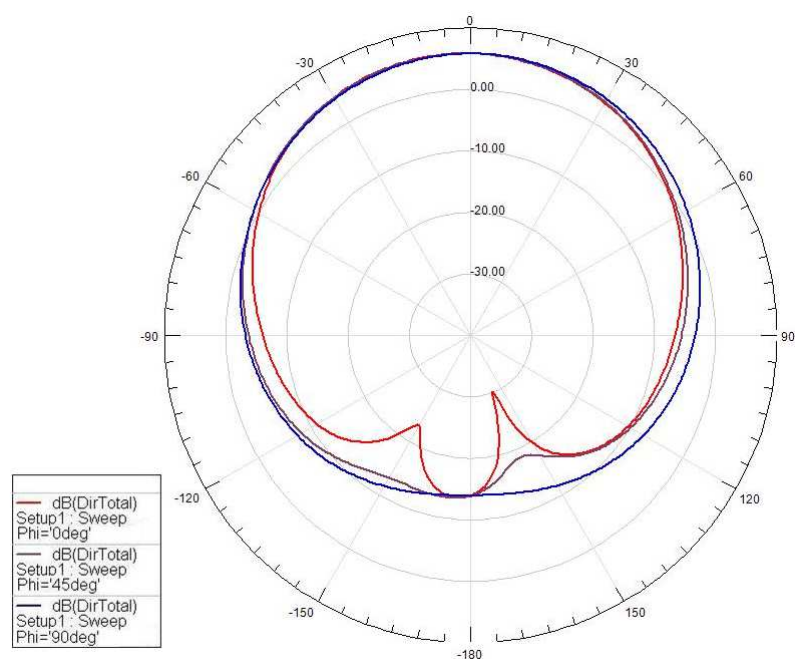


Figura 4.31 Diagrama de radiación 2.4GHz correspondiente a figura 4.30

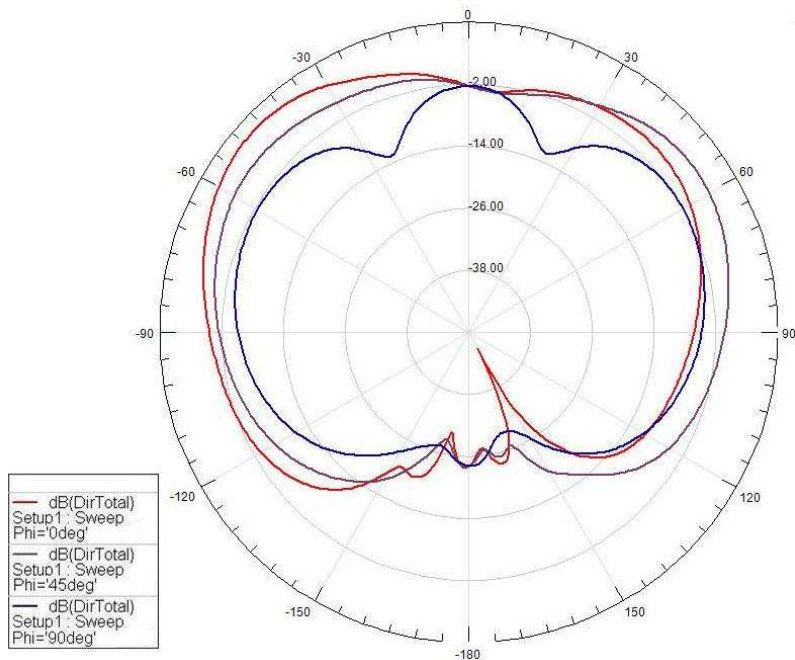


Figura 4.32 Diagrama de radiación 5GHz correspondiente a figura 4.30

4.2.2.3 DISEÑO PARA CUBRIR LA BANDA SUPERIOR

Como con los dos slots no se ha podido cubrir ninguna de las dos sub-bandas de la banda alta para el Wi-Fi en toda su totalidad, se ha decidido diseñar un parche circular que por si mismo cubra la banda restante (ver figura 4.33) y crear después un array de dos parches que cumplan con los objetivos.

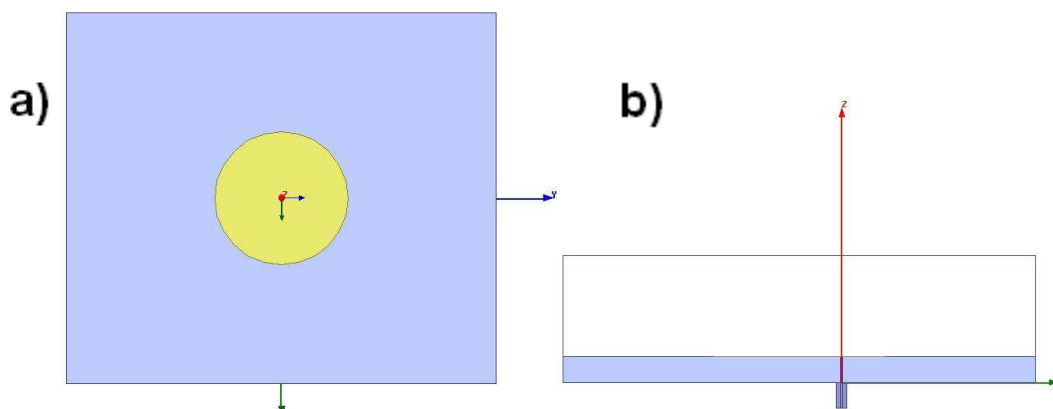


Figura 4.33 (a) Plano antena (b) Perfil diseño

Para calcular el diámetro del parche (que definirá la frecuencia de trabajo del mismo) se utilizará la ecuación 3.1. Con esta se obtiene que el diámetro para la frecuencia de 5GHz sea de 20mm. Las características del parche se reflejan en la tabla 4.6.

Característica	Valor
Tamaño Substrato	55.78x64.4 mm
Grosor Substrato	3.125 mm
Permitividad Substrato	2.2
Pérdidas tangenciales substrato	0.0009
Diámetro parche	20 mm
Punto de alimentación	X=5 mm, Y=0 mm

Tabla 4.6 Características del segundo parche para resonancia de 5 GHz

El resultado del parámetro S_{11} para este nuevo parche metálico, que es exactamente igual a lo que se ha venido diseñando hasta ahora (ver capítulo 4.2.1), a excepción del diámetro y teniendo en cuenta que no tiene ningún slot (ver en la figura 4.34).

Este resultado cubre la sub-banda inferior de la banda de 5GHz de la aplicación procurando un ancho de banda de 8.24% entre 5 GHz y 5.43 GHz.

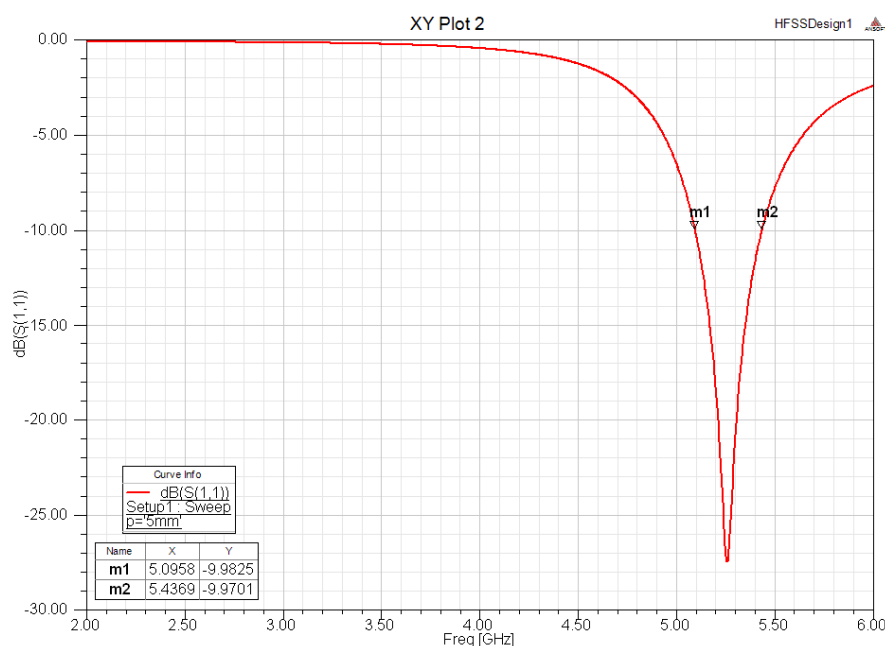


Figura 4.34 Parámetro S_{11} para el parche del diseño de la tabla 4.6

Si se quisiera cubrir la sub-banda más alta de la banda frecuencial superior, se necesitaría un diámetro menor. Este diseño cumple con los objetivos requeridos y será, junto con el parche con los dos slots del apartado anterior, la base para el diseño final.

4.2.3 DISEÑO FINAL

Para cubrir una de las dos sub-bandas superiores, es necesario incluir en el modelo del diseño final al menos dos parches ya que no es suficiente con uno solo. Por ello se van a presentar en el apartado las dos posibles soluciones sobre las que se ha

trabajado; una de ellas formada por dos parches en un mismo sustrato (al que se denominará modelo de doble parche) y una segunda formada por dos parches apilados y doble sustrato (al que se denominará modelo de doble sustrato).

4.2.3.1 MODELO DOBLE PARCHES

En primer lugar y como primera opción se han colocado dos parches sobre un mismo sustrato (ver 4.2.2) con características iguales a lo utilizado hasta el momento.

En concreto se han colocado el parche simple que resuena a la frecuencia de 5GHz (apartado 4.2.2.3), y el parche circular con doble slot que resuena a doble frecuencia sin terminar de cumplir la normativa (apartado 4.2.2.2).

La distancia entre los centros de los dos parches metálicos, se ha ajustado a 115.4mm, aproximadamente λ de la frecuencia más baja (2.4GHz), para evitar acoplamientos entre los dos puertos y evitar la aparición de grating lobes. El sustrato tiene unas dimensiones de 180,78x305,8x3,125 mm. El modelo en concreto se muestra en la figura 4.35. Las características de esta antena se muestran en la tabla 4.7.

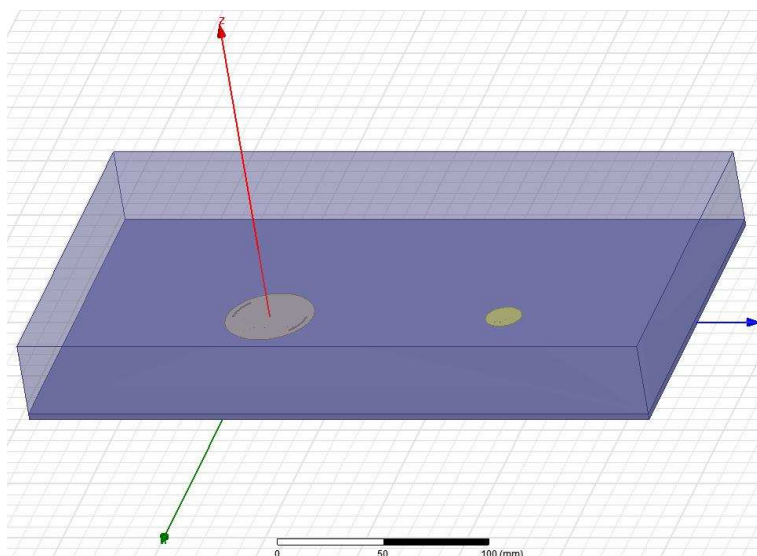


Figura 4.35 Modelo doble parche

Característica	Valor
Tamaño Substrato	180,78x305,80x3,125 mm
Permitividad Substrato	2.2
Pérdidas tangenciales substrato	0.0009
Diámetro parche mayor	45.5 mm
Diámetro parche pequeño	20 mm
Alimentación parche mayor	X=10 mm, Y=0 mm
Alimentación parche pequeño	X=5 mm, Y=0 mm

Tabla 4.7 Características del modelo de doble parche

Cada uno de los dos parches va a cubrir una banda frecuencial diferente, y además las ranuras trabajadas hasta el momento apoyarán la resonancia en la banda superior. En una primera prueba se han obtenido para el S_{11} 3 picos (ver figura 4.36). El que abarca la frecuencia más baja cubre el rango frecuencial esperado (2.41 GHz-2.48 GHz), aunque para la banda superior no se han obtenido resultados por debajo de los -10 dB. Será necesario obtener S_{11} más bajos modificando algunos parámetros.

En cuanto al S_{22} (ver figura 4.37), correspondiente a la resonancia del parche de menor diámetro, el ancho de banda por debajo de los -10 dB es suficiente para cubrir una de las dos sub-bandas (5.19- 5.53 GHz cubriría la sub-banda inferior), aunque es necesario mover el pico en frecuencia. Esto se consigue cambiando el diámetro de dicho parche.

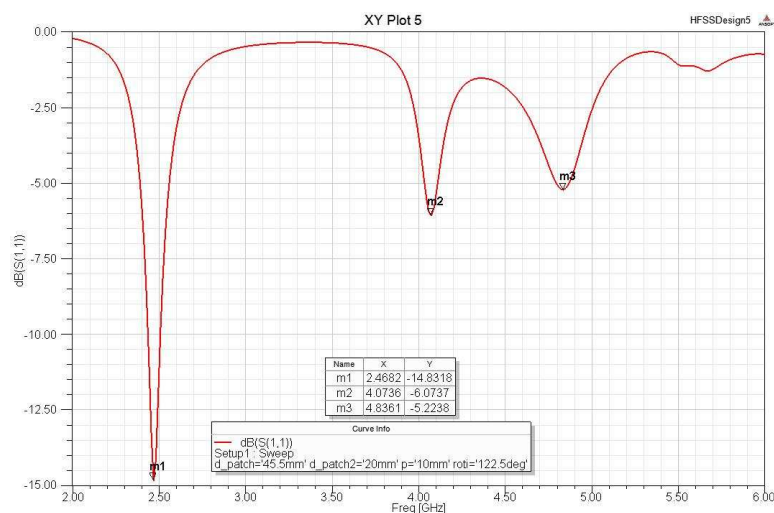


Figura 4.36 Primer resultado del parámetro S_{11} con los dos parches (parche con slots)

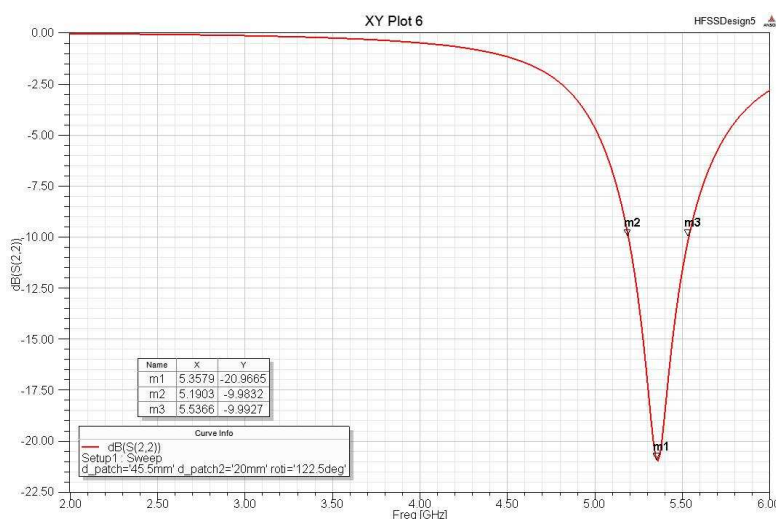


Figura 4.37 Primer resultado del parámetro S_{22} con los dos parches (parche simple)

En este caso, el diagrama de radiación para 2.48 GHz (ver figura 4.38) no presenta la misma forma simétrica que en diseños anteriores, pero si un buen nivel (7 dB) para la dirección boresight.

El diagrama para el pico de la figura 4.36 que aparece en torno a los 5 GHz (4.83 en concreto), es debida a los slots del mayor de los parches y presenta un diagrama de radiación con un nivel de 5 dB en boresight (ver figura 4.39).

Por último, el diagrama de radiación producido por el parche simple, no presenta mínimos en la dirección boresight (6 dB). (Ver figura 4.40)

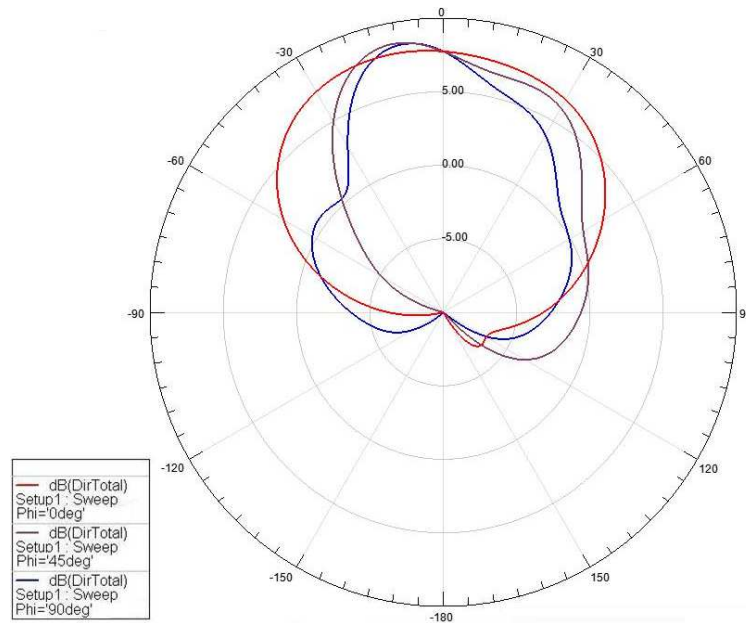


Figura 4.38 Diagrama de radiación a 2.48 GHz

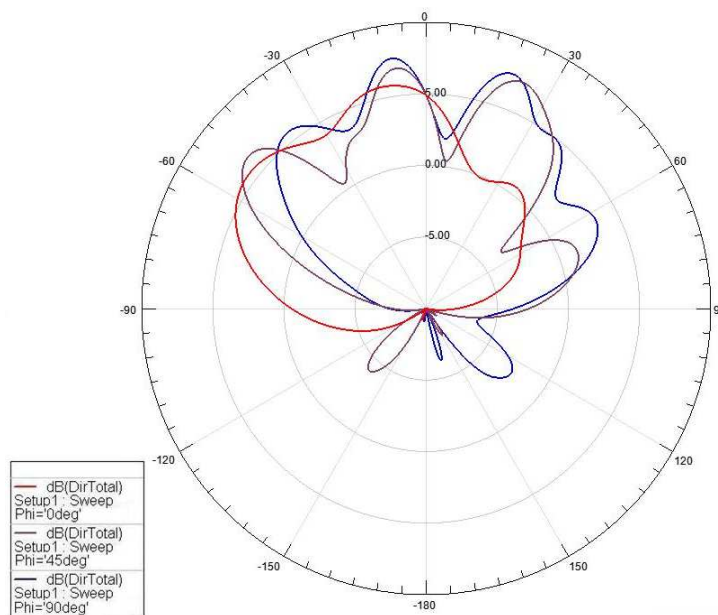


Figura 4.39 Diagrama de radiación a 4.83 GHz

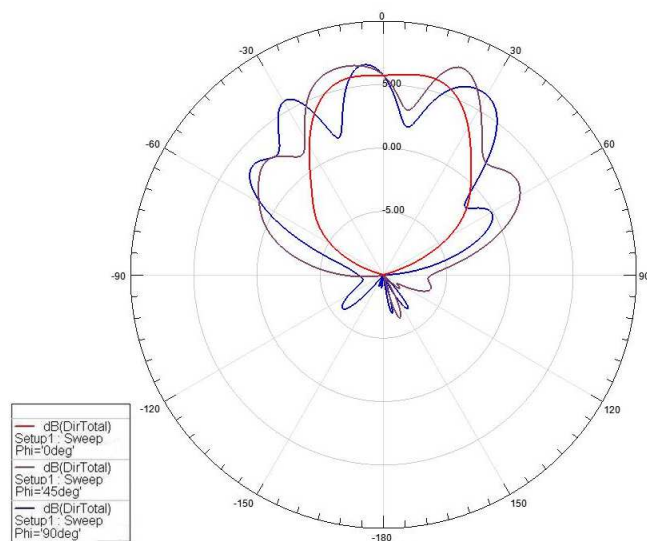


Figura 4.40 Diagrama de radiación a 5.35 GHz

Si se cambia el diámetro del parche simple, que es el que resuena en la banda de 5 GHz, se puede ver como la frecuencia de resonancia en el S_{22} (para el puerto de dicho parche) disminuye conforme el parche es mayor (ver figura 4.41) el valor que se otorga al diámetro será de 19 mm para que resuene en la sub-banda superior de la banda alta, pero sin embargo no afecta al comportamiento del S_{11} (ver figura 4.42), como era de esperar

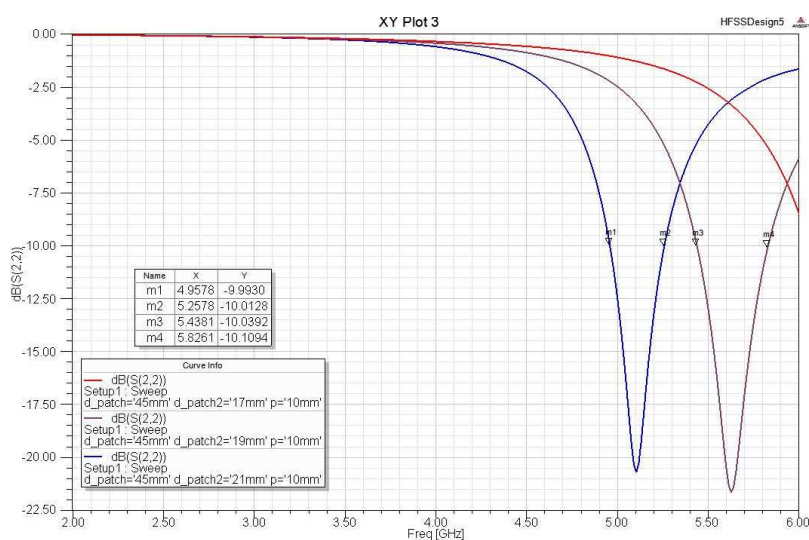


Figura 4.41 Variación del S_{22} con el cambio del radio del segundo parche

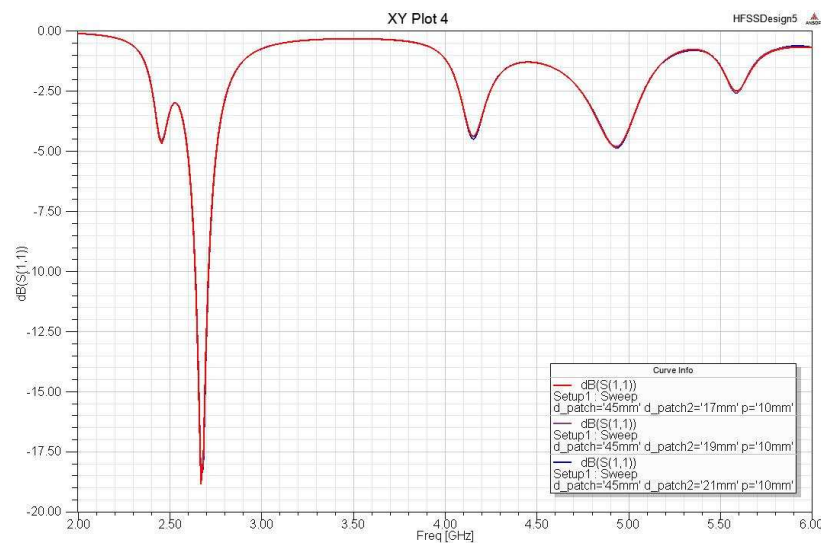


Figura 4.42 Variación del S_{11} con el cambio del radio del segundo parche

Además, si se representa el S_{12} , que muestra el acoplamiento de un puerto al otro (también se podría comprobar el parámetro S_{21}), se comprueba (ver figura 4.43) que sus valores son muy bajos, en torno a los -50 dB en la banda baja y de los -40 dB en la alta, lo que indica que no hay acoplamiento entre los dos puertos, y por tanto la distancia elegida es correcta, desde el punto de vista de la adaptación y acoplamiento.

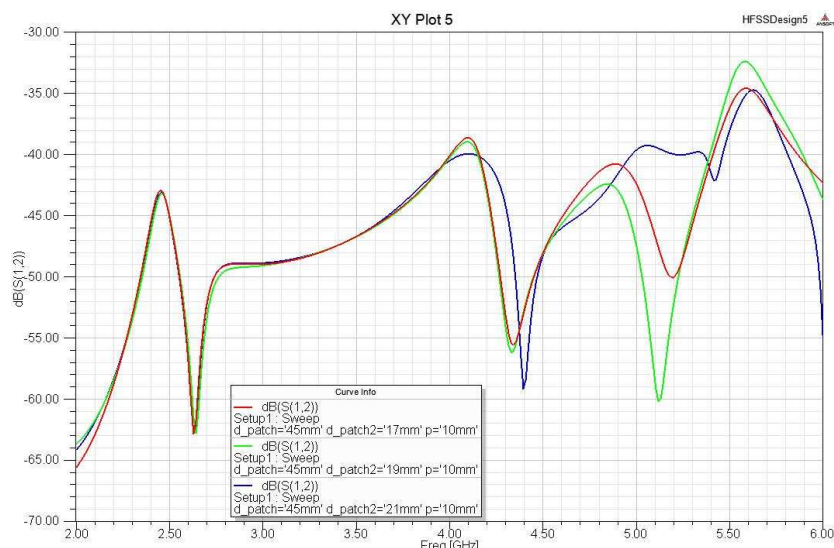


Figura 4.43 Variación del S_{12} con el cambio del radio del segundo parche

En siguiente paso es conseguir que el parche con los dos slots, resuene en la sub-banda inferior de la banda de frecuencia alta, para intentar así cubrir todo el espectro dedicado al Wi-Fi. Para esto se harán varias pruebas en el diseño.

En primer lugar se ha cambiado la distancia de las ranuras al borde del parche metálico. Esto no provoca una gran variación, aunque colocando las ranuras a 2mm del borde, obtenemos un resultado ligeramente más alto en frecuencia (ver figura 4.44) sin que la zona de baja frecuencia ni el parámetro S_{22} se vean afectado.

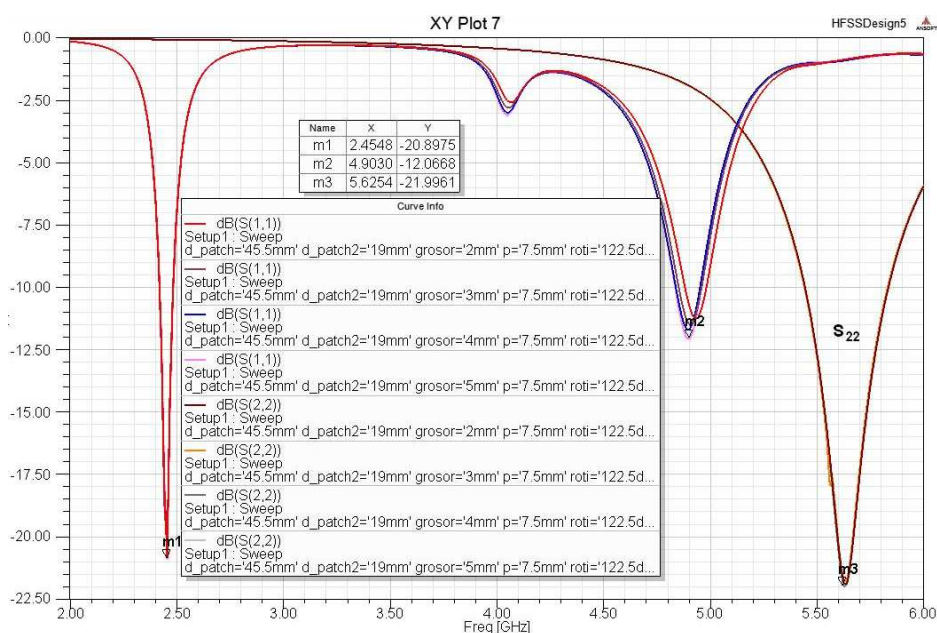


Figura 4.44 Variación del S_{11} con el cambio de la distancia de las ranuras al borde del parche

Otra de las variaciones que se han realizado, ha sido variar el tamaño de las ranuras, para conseguir así que el pico del S_{11} correspondiente a la zona alta en frecuencia, se desplazase hacia frecuencias mayores. Para tamaños más pequeño (ver figura 4.45, donde el pico verde corresponde al S_{22}) el pico está en la zona de interés.

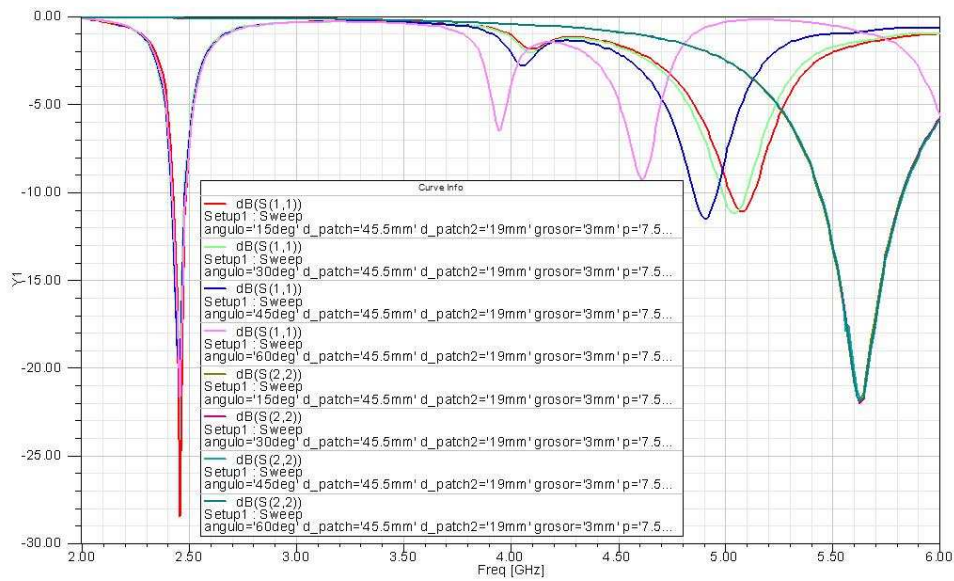


Figura 4.45 Variación del S_{11} con el cambio del tamaño de las ranuras

Con todas las pruebas realizadas, se ha encontrado un diseño final que cubre los objetivos propuestos (ver figura 4.46), y además, con ayuda de los slots del parche de diámetro mayor, se consigue situar un pico en la zona de resonancia de la sub-banda inferior de la frecuencia alta, cubriendo una parte (5.15-5.18 GHz) de la misma.

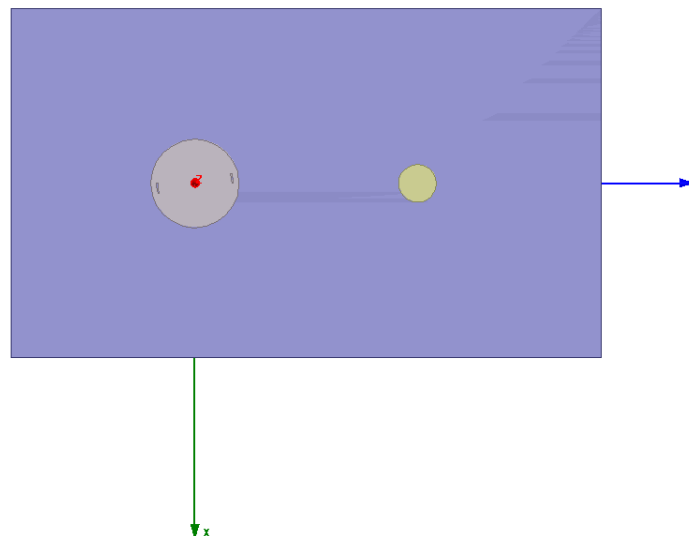


Figura 4.63 S_{11} del diseño final para los dos parches sobre un mismo substrato

A pesar de que no se ha llegado a alcanzar los -10 dB en todo el rango previsto, el resultado es más que aceptable, ya que tanto el S_{11} como el S_{22} no superan en ningún momento los -8 dB para llegar a cumplir los objetivos mínimos. (Ver figura 4.47)

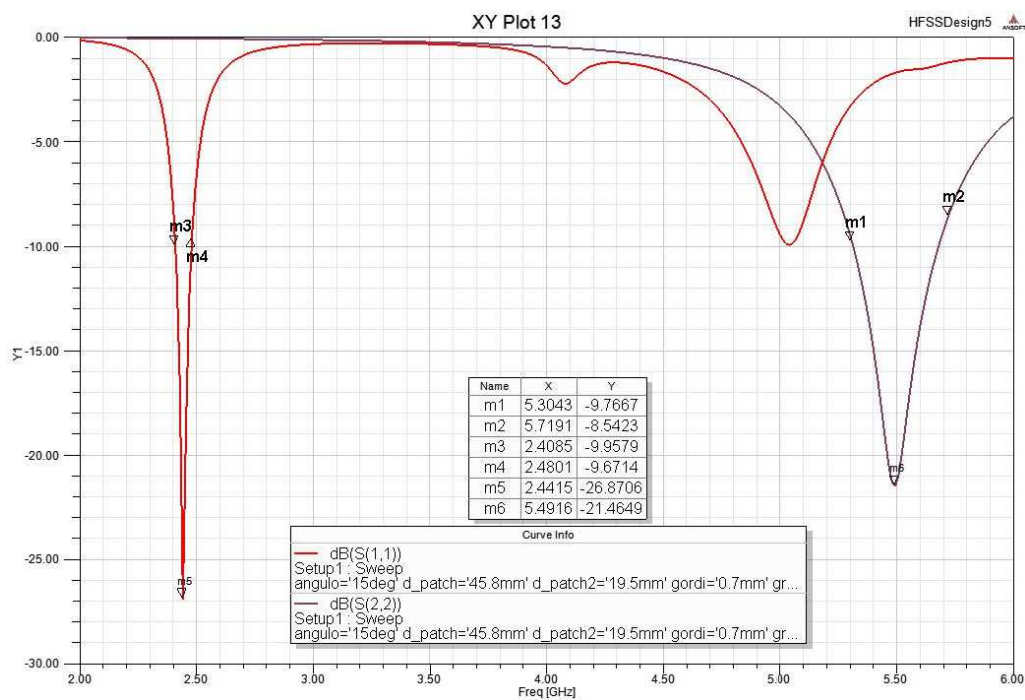


Figura 4.47 S_{11} del diseño final para los dos parches sobre un mismo sustrato

La banda inferior cubre toda la banda prevista (2.92%) con valores de S_{11} por debajo de los -8 dB. En cuanto a la banda alta, se cubre la totalidad de la sub-banda superior (5.30-5.72 GHz) con un 7.62% y con valores por debajo de los -8.5 dB.

Con este resultado se cumplen los objetivos propuestos de cubrir la banda inferior y al menos una de las dos sub-bandas superiores. Además y gracias al efecto de las ranuras de uno de los parches, se consigue un tercer pico que se sitúa próximo a la tercera de las bandas a cubrir. El resultado final no cubre completamente la banda mencionada, pero como posible línea futura se podría culminar el diseño, con el funcionamiento de la antena en todo el rango frecuencial dedicado al Wi-Fi.

Para terminar se comprueban los diagramas de radiación a las frecuencias centrales de los picos de resonancia.

Para la frecuencia de 2.44 GHz el diagrama es algo más bajo (0 dB) que para otros diseños que se han visto a lo largo del proyecto en boresight. (Ver figura 4.48)

Para las dos frecuencias altas, los diagramas presentan lóbulos es múltiples direcciones pero no un mínimo en la dirección boresight (5dB para 5.03 GHz y 6 dB para 5.49 GHz). (Ver figura 4.49 y 4.50)

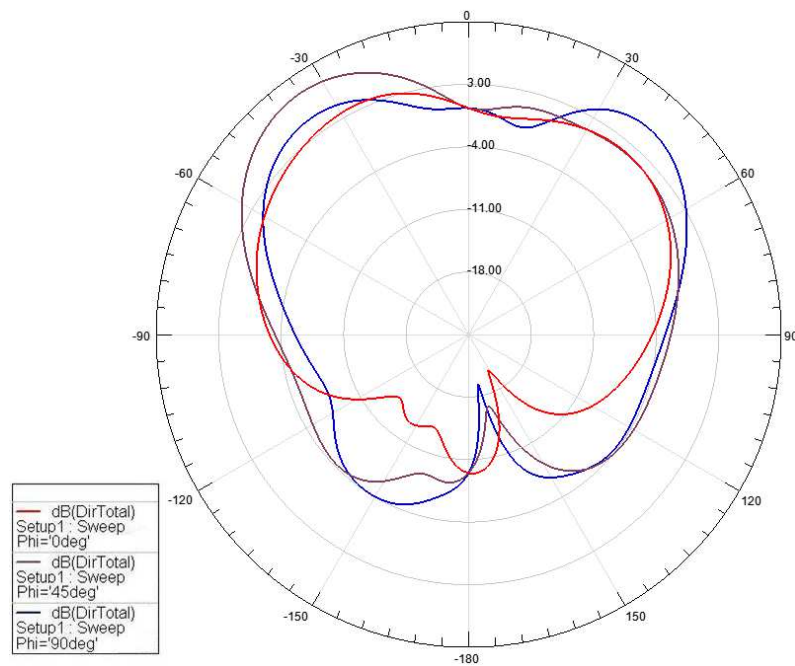


Figura 4.48 Diagrama de radiación a 2.44 GHz

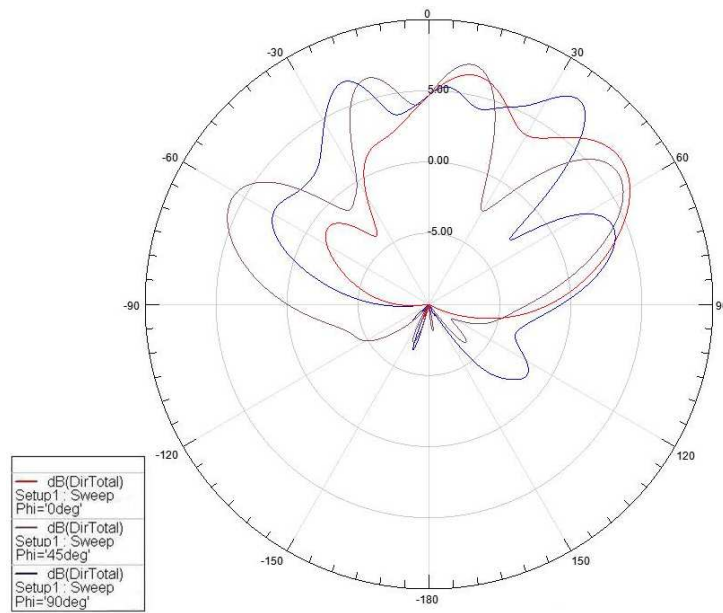


Figura 4.49 Diagrama de radiación a 5.03 GHz

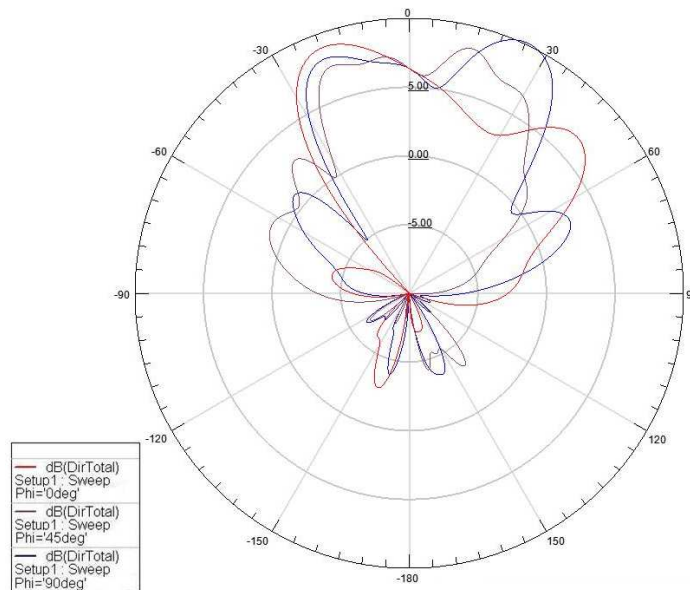


Figura 4.x Diagrama de radiación a 5.49 GHz

Para mejorar la directividad de la antena, se han simulado los mismos diagramas de radiación para un array de 5x5 antenas. Los diagramas resultantes, muestran valores por encima de los 14 dB en boresight. El problema es que aparecen grating lobes, debido a la separación entre antenas sobre todo en el plano $\theta=0^\circ$, que

es todavía más acusado en altas frecuencias (ver figuras 4.52 y 4.53) y algo más bajos (en torno a 15 dB) en frecuencias bajas. (Ver figura 4.51) frecuencias (ver figuras 4.52 y 4.53) y algo más bajos (en torno a 15 dB) en frecuencias bajas. (Ver figura 4.51)

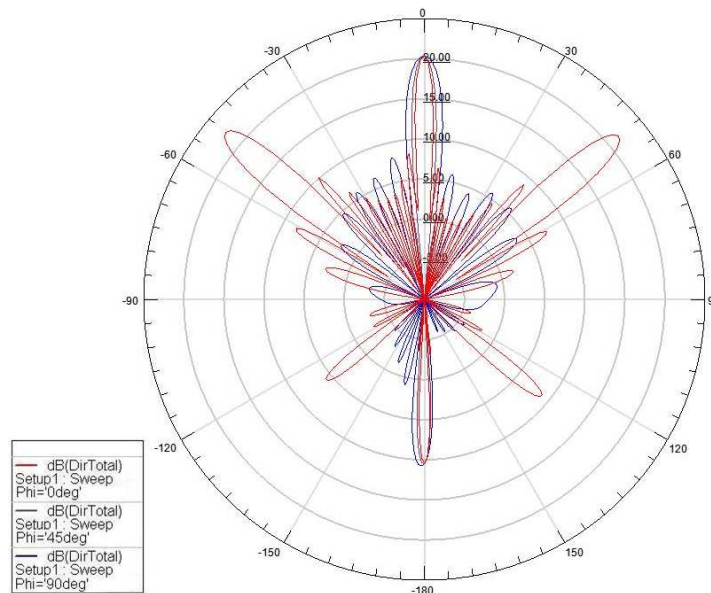


Figura 4.51 Diagrama de radiación a 2.44 GHz

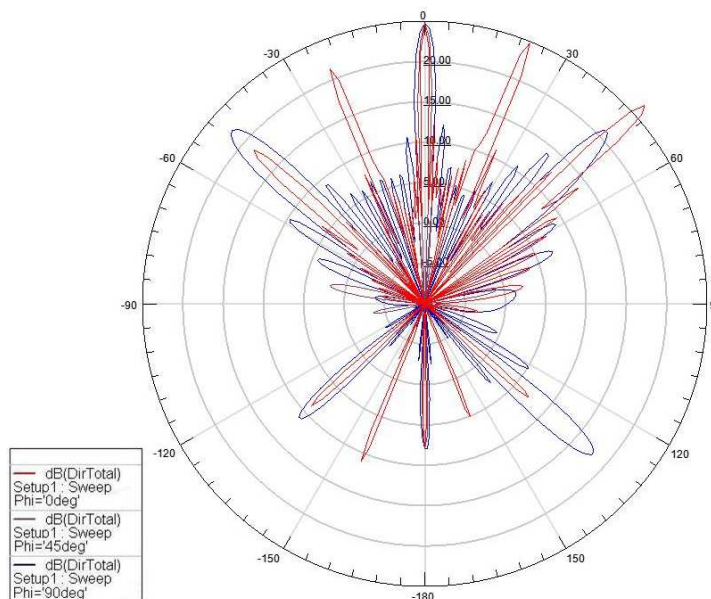


Figura 4.52 Diagrama de radiación a 5.03 GHz

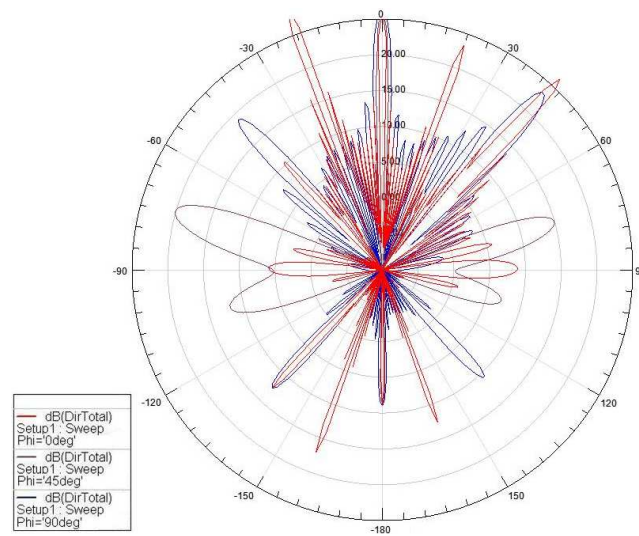


Figura 4.53 Diagrama de radiación a 5.49 GHz

4.2.3.2 MODELO DOBLE SUBSTRATO

La segunda de las propuestas consiste en realizar una antena con un doble substrato, de forma que queden apilados; substrato, parche metálico, substrato y parche metálico (ver figura 4.54).

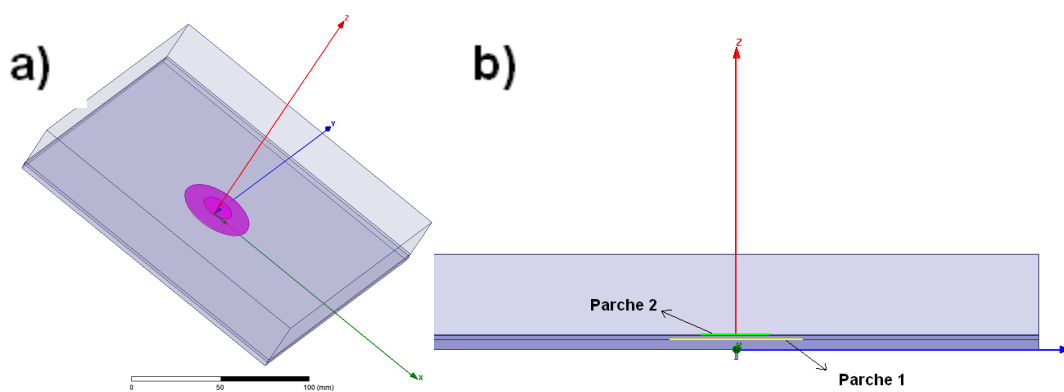


Figura 4.54 (a) Modelo doble substrato **(b)** Perfil de la antena con doble substrato

La antena del substrato inferior se alimenta mediante un cable coaxial, mientras que la superior se alimenta por acoplo. Por lo tanto solo se tiene un punto de alimentación, que es una ventaja respecto a la solución del apartado anterior. (Ver tabla de característica 4.8) En este diseño se han eliminado las ranuras del parche de mayor diámetro, se ha encaminado de forma diferente, para mostrar dos opciones distintas al problema.

Como primera opción se simula con el parche de mayor tamaño (que provoca la resonancia en la menor de las bandas) situado en la zona superior. El resultado es que el parámetro S_{11} no llega a adquirir el valor de -10 dB para ninguna frecuencia y el resultado no es aceptable. (Ver figura 4.55)

Característica	Valor
Tamaño Substrato	190.4x180,78x3,125 mm
Permitividad Substrato	2.2
Pérdidas tangenciales substrato	0.0009
Diámetro parche mayor	45.5 mm
Diámetro parche pequeño	20 mm
Punto de alimentación	X=10 mm, Y=0 mm

Tabla 4.8 Características iniciales del modelo doble substrato

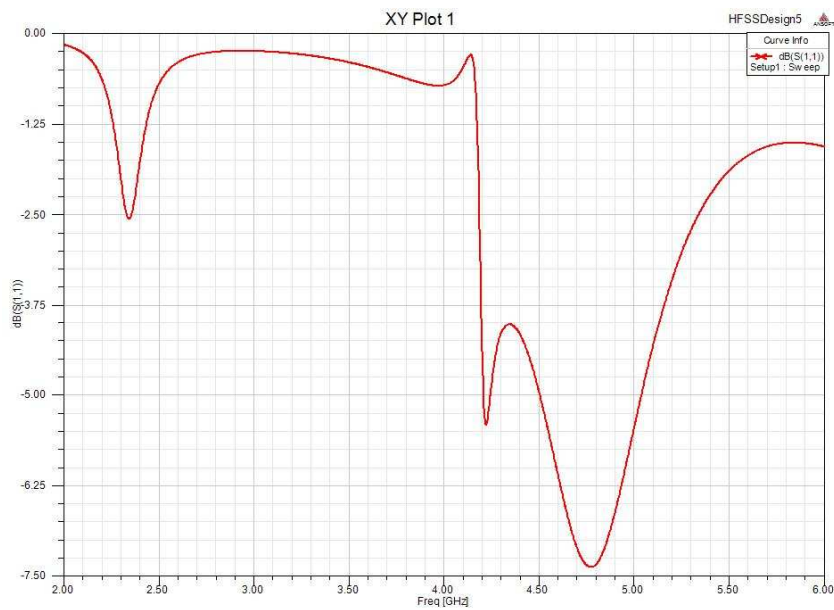


Figura 4.55 Resultado para el diseño de doble sustrato con el parche mayor encima

Si se cambia la posición de los dos parches, y se coloca debajo el mayor, el S_{11} presenta dos picos únicos en torno a las frecuencias que se buscan. Será a partir de este diseño, del que se parta para buscar una solución final. (Ver figura 4.56)

La idea es encontrar una solución óptima (cubriendo las bandas necesarias con los valores en el parámetro S_{11} en torno a los -10 dB), modificando los parámetros disponibles en el diseño.

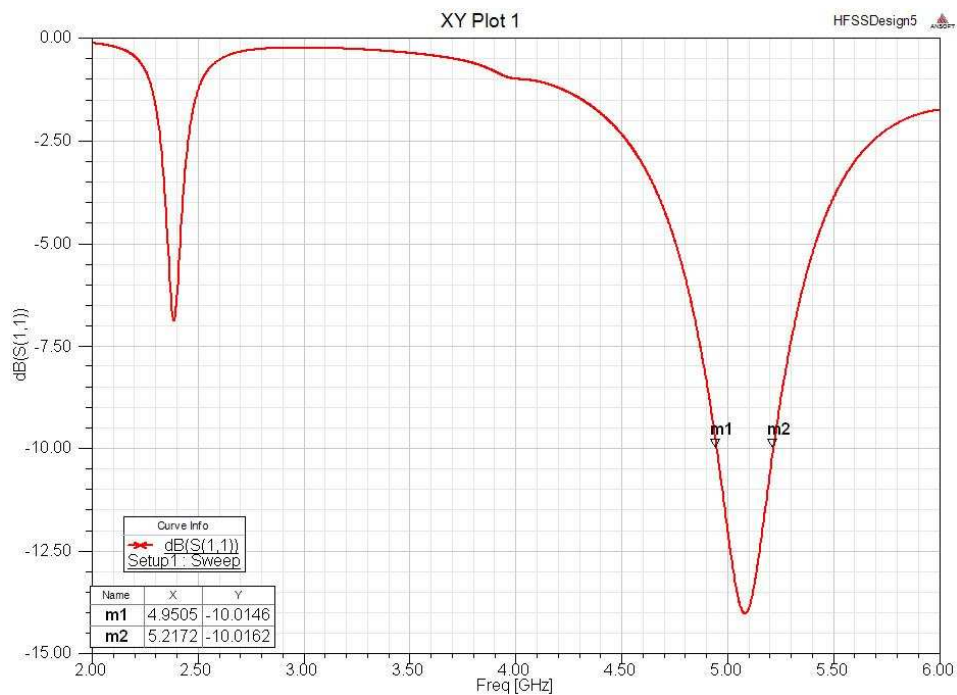


Figura 4.56 Resultado para el diseño de doble substrato con el parche mayor debajo

En primer lugar, se obtienen los diagramas de radiación para la frecuencia baja (Ver figura 4.57) tanto como para la frecuencia alta. (Ver figura 4.58) El diagrama para la frecuencia de 2.4 GHz es como en otros diseños, y presenta un máximo (de 3 dB) en boresight.

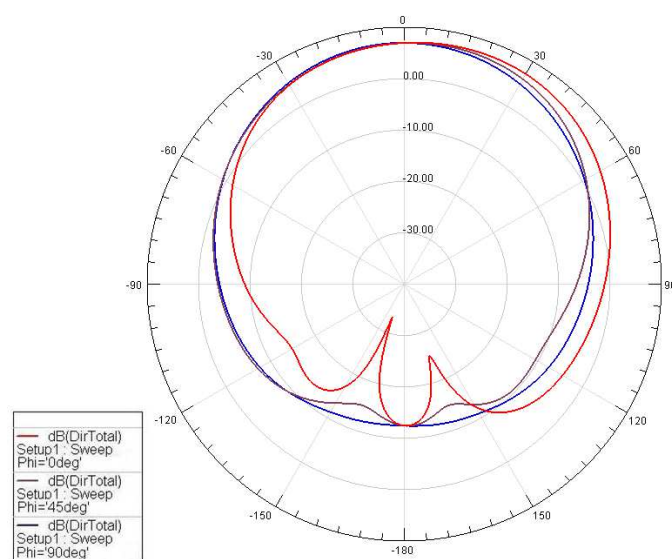


Figura 4.57 Diagrama de radiación a 2.401 GHz

En este caso para la frecuencia alta se obtiene un mínimo en boresight, pero al haber lóbulos laterales cercanos a esta dirección, la directividad podría mejorar con la creación de un array.

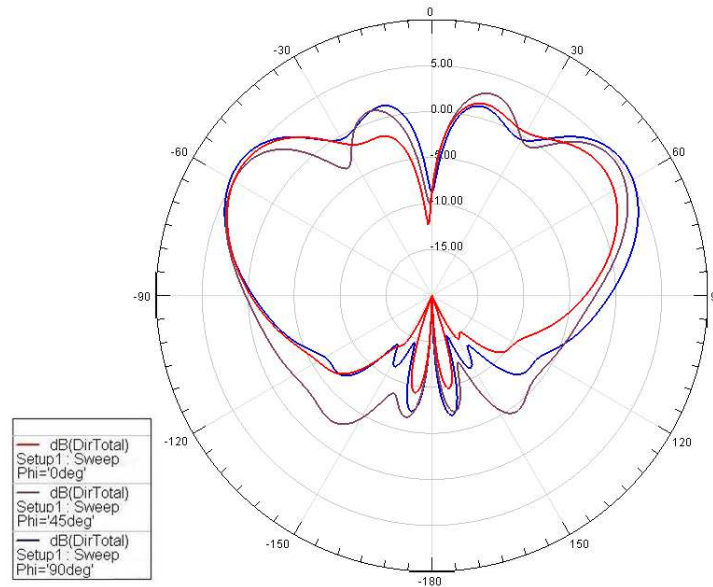


Figura 4.58 Diagrama de radiación a 5.10 GHz

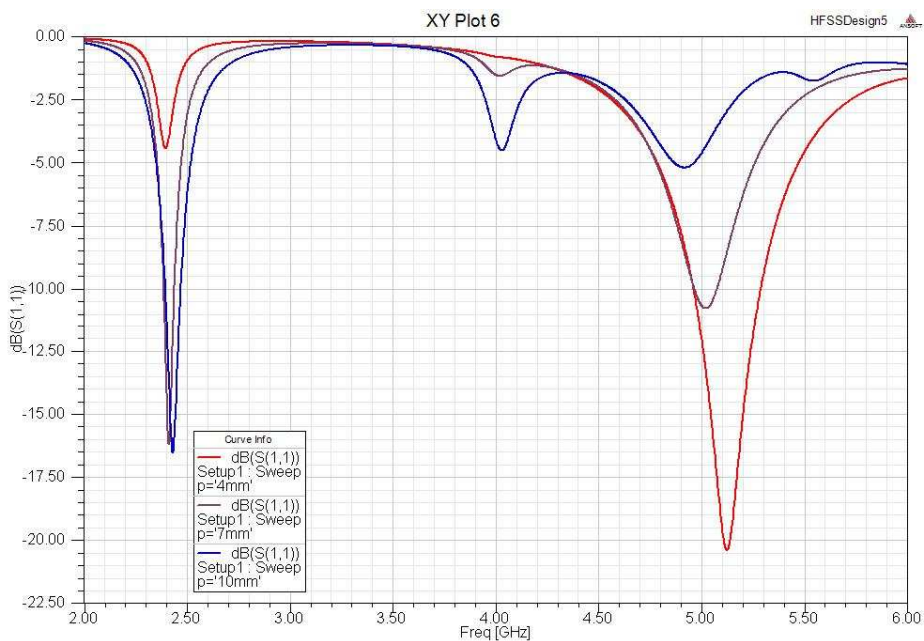


Figura 4.59 Resultado para el diseño de doble substrato variando el punto de alimentación

Conforme el punto de alimentación se aleja del centro de los parches, el pico para la banda superior adquiere valores más bajos para el S_{11} (de -5 dB para una distancia de 10 mm). Sin embargo, el efecto es el contrario para la banda de baja frecuencia, que para posiciones más alejadas del centro el valor del S_{11} es cada vez menor (aproximadamente -16 dB para $p=10$ mm). (Ver figura 4.59)

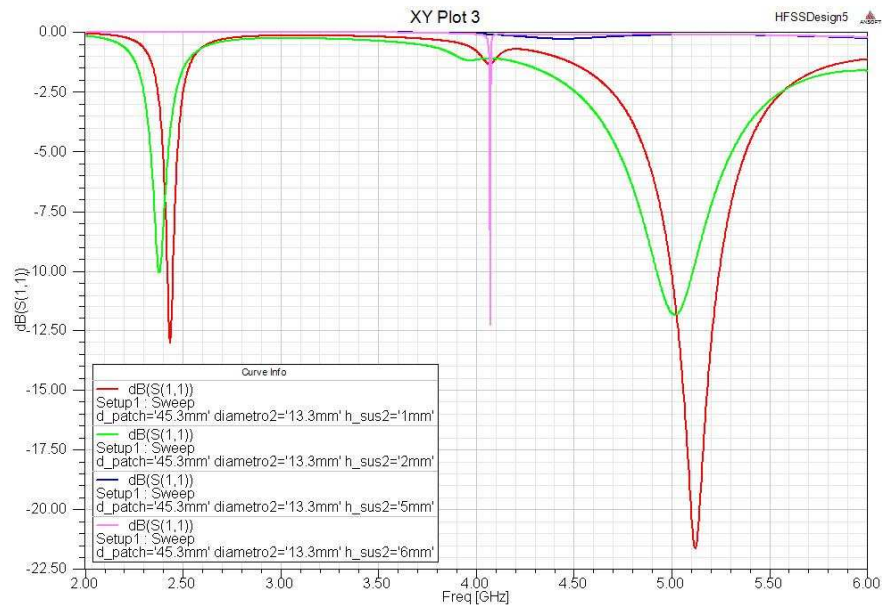


Figura 4.60 S_{11} para diseño de doble sustrato variando el grosor del sustrato superior

Cambiando el grosor del sustrato que se encuentra entre ambos parches, se llega a la conclusión de que una altura fina (1 mm aproximadamente) es el valor más adecuado tanto por el tema de bandas frecuenciales como por el valor del parámetro S_{11} . (Ver figura 4.60)

Tal y como se ha comentado, el punto de alimentación se aleja del centro del parche, el parámetro S_{11} llega a niveles de -16dB en la banda baja, pero sin embargo para la banda alta este valor es muy alto (-5 dB). Se fija la posición para el punto de alimentación a un valor (10 mm) en el que la banda baja presenta resonancia por debajo de -10 dB y se desplaza el parche de menor diámetro hacia dicho punto (ver figura 4.62), se consigue (tal y como se ve en la figura 4.61) que los valores de S_{11} para la banda alta estén por debajo de los -10 dB, aunque el rango frecuencial que abarcan no es el requerido.

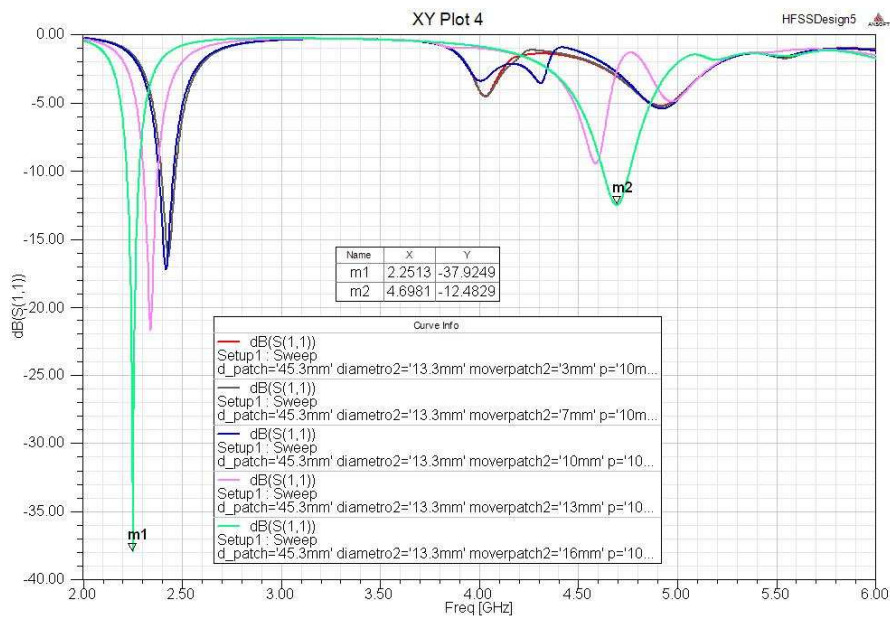


Figura 4.61 Resultado para el diseño de doble substrato alejando el parche pequeño

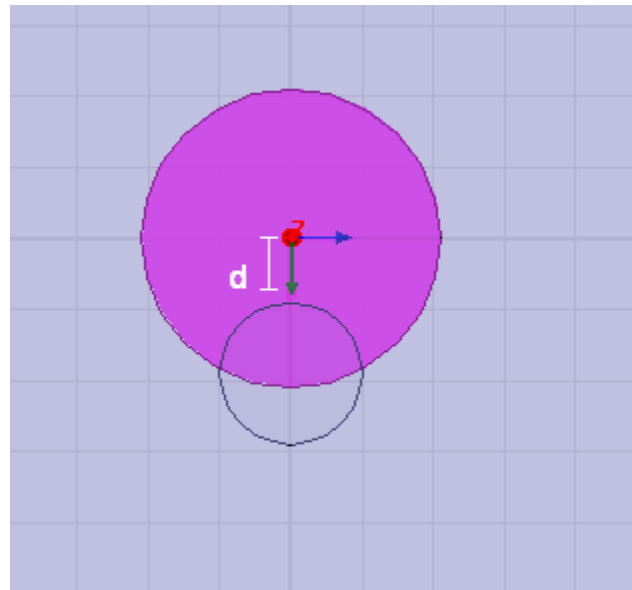


Figura 4.62 Resultado para el diseño de doble substrato alejando el parche pequeño

Si se desplaza el parche de menor tamaño 19 mm desde el centro, se coloca el punto de alimentación a 8 mm del centro y se mantiene un diámetro para el parche mayor de 42 mm y de 9 mm para el parche más pequeño, el resultado es el de la figura 4.63.

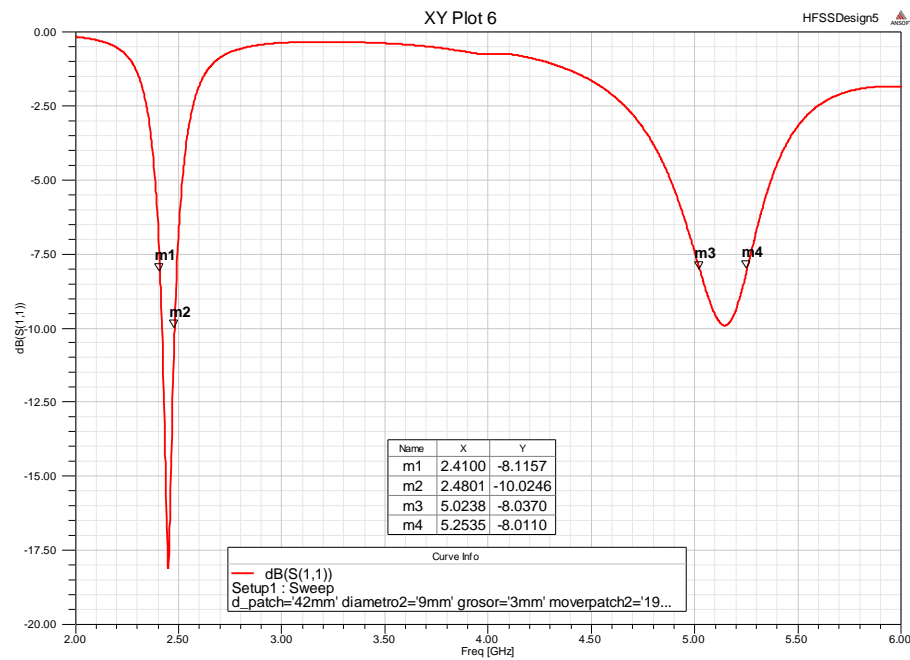


Figura 4.63 S_{11} parche superior desplazado 19mm, punto de alimentación situado a 8 mm

El ancho de banda para la banda inferior se cubre por debajo de los -8 dB, lo que cumple los requisitos, aunque no llega a los resultados óptimos (que serían los -10 dB). La banda superior cubre 0.23 GHz, desde los 5.02 GHz hasta los 5.25 GHz, el ancho de banda es bueno (4.47 %) aunque no en la zona deseada.

Para intentar llegar a cubrir dicha zona, se disminuye el diámetro del parche más pequeño y se prueba también a aumentarlo. En ambos casos ambas bandas sufren un desplazamiento hacia frecuencias inferiores. (Ver figura 4.64), con lo que no es posible cubrir el rango previsto.

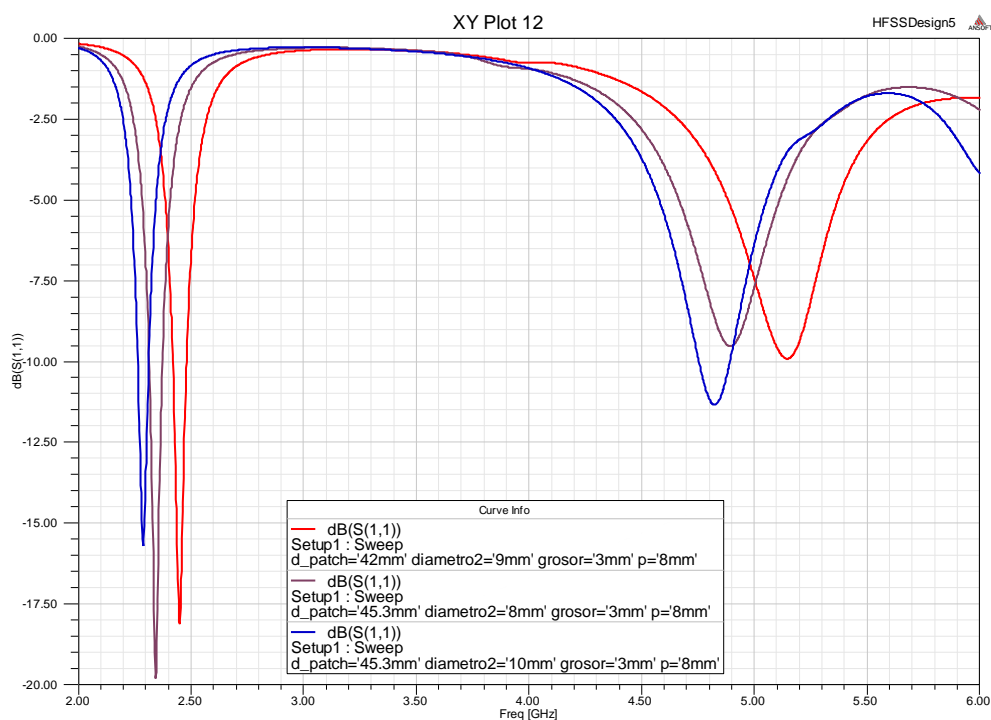


Figura 4.64 Resultado cambiando el diámetro del parche

Realizando los barridos paramétricos del diámetro del parche no se ha conseguido optimizar la posición de las dos bandas de funcionamiento, por lo tanto se toma como mejor diseño el mostrado en la figura 4.63.

Este diseño final (Ver figura 4.65), cumplirá las condiciones exigidas en la banda baja, pero no en la alta, con lo cuál habría que buscar una solución más completa que permita que la antena funcione en el rango frecuencial.

El ancho de banda conseguido a altas frecuencias es suficiente para abarcar la zona de 5.15 GHz a 5.35 GHz, con lo cuál bastaría con subir el pico en frecuencia, encontrado el modo adecuado. Con lo que se propone, la antena cubre sólo la mitad de la banda (5.15 GHz-5.25 GHz).

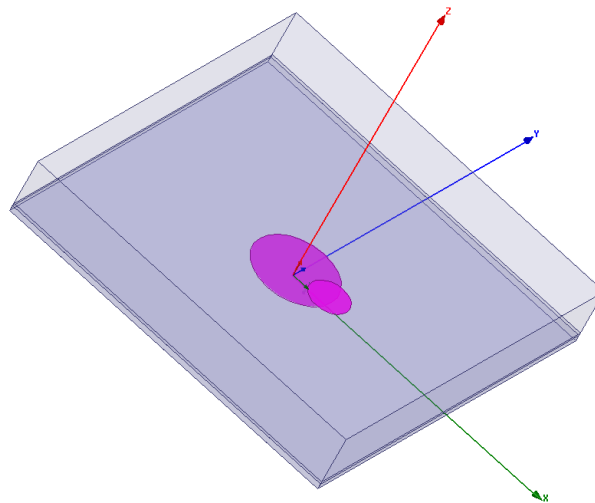


Figura 4.53 Diseño final para el modelo de dos substratos **(a)** vista antenna **(b)** perfil antenna

Por último se comprueban los diagramas de radiación en las dos frecuencias de interés, que según lo reflejado en la figura 4.51 son 2.44 GHz y 5.15 GHz.

El diagrama para 2.44 GHz (ver figura 4.66), el máximo se presenta en la dirección boresight (7 dB) sin presentar mínimos ni lóbulos laterales.

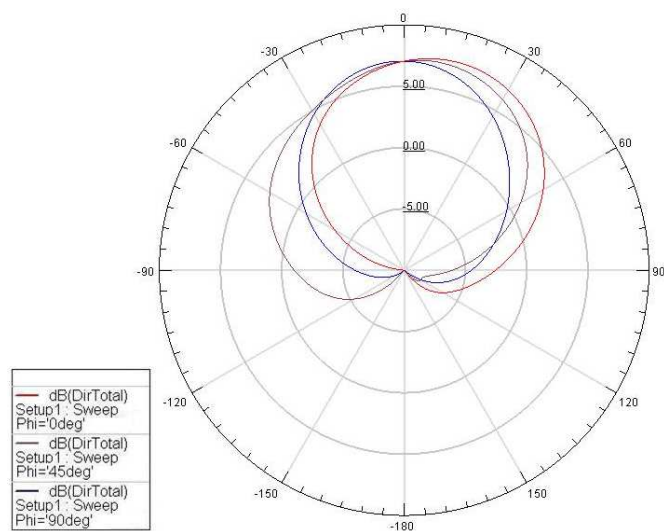


Figura 4.66 Diagrama de radiación a 2.44 GHz

Para la frecuencia de 5.15 GHz (ver figura 4.67) el mínimo que aparecía inicialmente se sigue manteniendo en la dirección boresight.

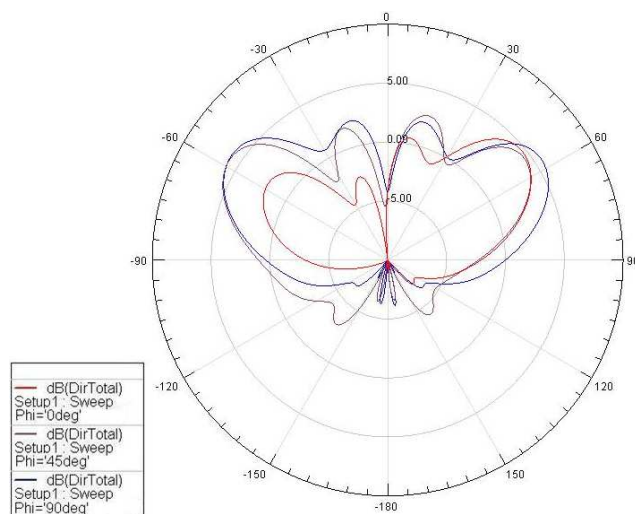


Figura 4.67 Diagrama de radiación a 5.15 GHz

Este diseño es prometedor para cumplir con las especificaciones, pero por falta de tiempo y ordenadores con una RAM muy limitada, ha sido imposible realizar todas las simulaciones requeridas para encontrar una solución óptima en el tiempo de duración del proyecto. Se debería poder aumentar el ancho de banda así como incluir algún cambio en los parches que evite que el diagrama de radiación presente un mínimo en la dirección boresight.

Igual que se ha hecho en el modelo de dos parches, para mejorar la directividad, se ha simulado un array de 5x5 antenas. El diagrama para la frecuencia de 2.44 GHz muestra un lóbulo principal con 22 dB de ganancia en la dirección boresight y pequeños lóbulos laterales. Este resultado cumple las expectativas para la antena a esta frecuencia.

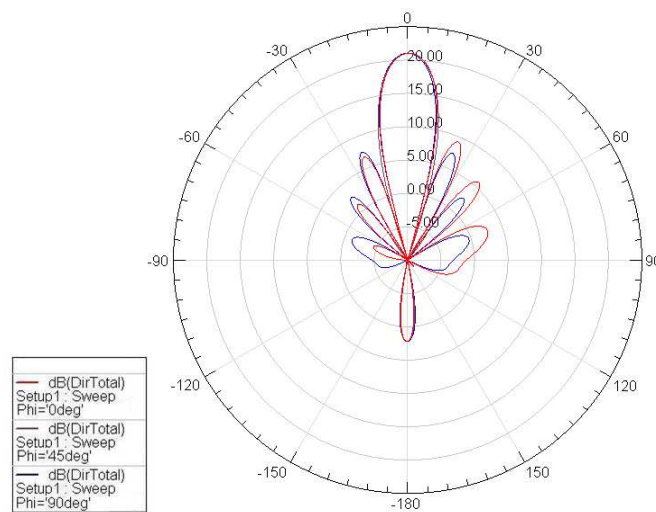


Figura 4.68 Diagrama de radiación para un array 5x5 a 2.44 GHz

En cuanto al resultado para la frecuencia alta (Ver figura 4.69), el resultado no es tan favorable. Dado que para una antena simple, el diagrama presentaba un mínimo en la dirección boresight y lóbulos laterales pronunciado (ver figura 4.67), el diagrama de un array es lógico que presente dichos lóbulos más pronunciados (en torno a 16 dB) y el lóbulo principal con algo menos de ganancia (unos 10 dB). Además la separación entre antenas en el array está fijada por la frecuencia baja del sistema, con lo que a la frecuencia alta la distancia es superior a λ y aparecen grating lobes.

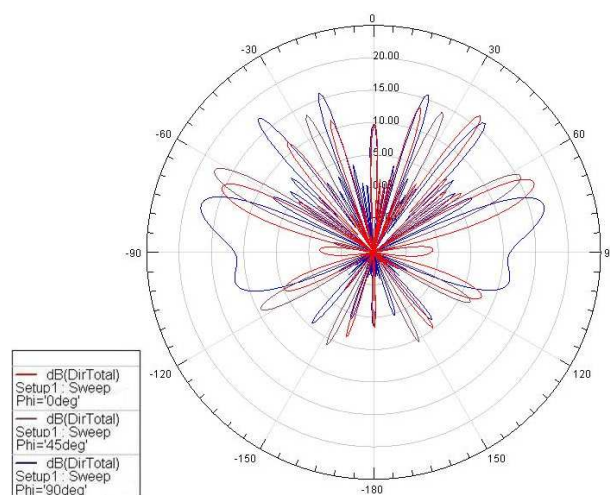


Figura 4.69 Diagrama de radiación para un array 5x5 a 5.15 GHz

Si se simula un array de 10x10 elementos, se aprecia como la directividad mejora en ambas frecuencias, aunque la aparición de lóbulos laterales es mayor.

Estos lóbulos son debido a la distancia entre las antenas, que es una distancia que cumple 0.7λ para la menor de las frecuencias, y por este motivo aparecen lóbulos tan pronunciado en el diagrama de la frecuencia alta (Ver figura 4.71) y con niveles mucho más bajos (de en torno los 5dB y 10 dB) en la frecuencia baja (Ver figura 4.70).

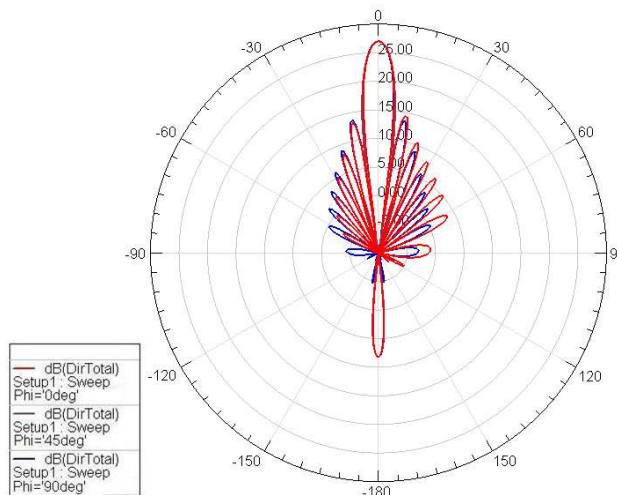


Figura 4.70 Diagrama de radiación para un array 5x5 a 2.44 GHz

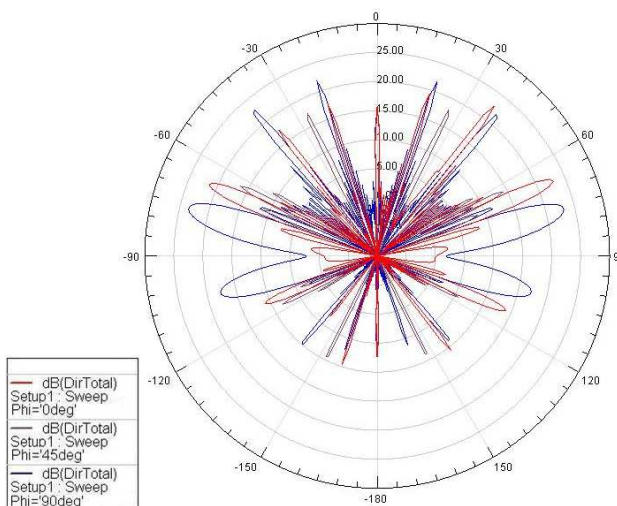


Figura 4.71 Diagrama de radiación para un array 5x5 a 5.15 GHz

CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

5.1 CONCLUSIONES

En la actualidad los sistemas Wi-Fi han cobrado una gran importancia y debido al estándar vigente es necesario que los dispositivos puedan cubrir dos bandas frecuenciales. Se ha investigado y desarrollado una antena que sea compatible con dicho estándar y como solución se han propuesto dos diseños diferentes.

Como primera opción se propuso un primer diseño de una antena parche con slots para conseguir resonancias en los dos rangos frecuenciales de interés, resultando esto insuficiente para cumplir con los objetivos debido a las limitaciones de las antenas parche para cubrir anchos de banda como los exigidos por el estándar (802.11n). Esto ha llevado al diseño final de antenas que requieren dos parches metálicos resonantes.

Se han propuestos dos diseños. El primero de ellos está formado por dos parches sobre un mismo sustrato y que presenta por lo tanto dos puntos de alimentación. Uno de los parches contiene ranuras, que provocan la doble resonancia del mismo a la frecuencia baja y a una de las bandas superiores. Sin embargo, por la naturaleza de los slots utilizados, no se llega a cubrir todo el ancho de banda (5.15-5.35 GHz). El segundo de los parches (simple), resuena en la banda alta de funcionamiento del Wi-Fi y la cubre en su totalidad, se puede cubrir tanto la sub-banda inferior (5.15-5.35 GHz) como la superior (5.42-5.72 GHz) según el diámetro del parche simple (19.5 o 21 mm). Este diseño cumple con los objetivos previstos (Cubrir la banda inferior y una de las dos sub-bandas superiores) y además proporciona un tercer pico en la sub-banda inferior de la alta frecuencia que podría llegar a cubrirse en un futuro, gracias al diseño con ranuras.

El otro diseño que se propone, está formado por dos parches simples apilados. Se ha tratado de buscar una solución totalmente diferente a la anterior. Este modelo presenta dos sustratos del mismo material (Rogers 5880) y un solo punto de alimentación (el parche superior, que es el que resuena a la frecuencia alta se alimenta por acople). Este modelo cumple lo esperado para la banda baja (2.4-2.8 GHz) y cubre la mitad de una de las dos bandas superiores (5.15-5.25 GHz en lugar de 5.15-5.35

GHz). Sería posible seguir desarrollando este diseño para que cumpla totalmente con los objetivos.

El diagrama de radiación a la frecuencia baja, se ha mantenido prácticamente invariante a lo largo del proceso de diseño, no así como el de la frecuencia alta provocada por los slots que ha sufrido variaciones, según la variación de estos. De hecho el segundo modelo debe ser optimizado para eliminar el mínimo del diagrama de radiación en la dirección boresight a la frecuencia alta de funcionamiento.

Con la simulación de los arrays de los dos modelos presentados, se ha detectado un aumento de la directividad en todas las frecuencias para la dirección boresight, aunque también han aparecido grating lobes sobre todo para las frecuencias altas, debido a la distancia entre antenas.

5.2 LÍNEAS FUTURAS

Las mejoras que se pueden introducir en los dos diseños que se proponen como solución al problema inicial son varias.

5.2.1 MODELO DOS PARCHES

El modelo que tiene ambos parches colocados en un mismo sustrato, ha cumplido los objetivos mínimos establecidos en el proyecto. Sin embargo, la solución del mismo podría verse mejorada gracias a las ranuras que incluye uno de los dos parches.

Estas ranuras que lleva incorporadas, han establecido un tercer pico en torno a la sub-banda inferior correspondiente a la banda superior del Wi-Fi, que podrían dar lugar a la cobertura total del espectro electromagnético dedicado a dicha tecnología.

Según el diseño propuesto, esta banda apenas cubre la banda alta de 5.15-5.35 GHz. Como posible mejora, sería necesario desplazar ligeramente este pico hacia frecuencias algo más altas. Esto sería suficiente para cubrir la banda con un valor de S_{11} de -8dB, aunque también sería posible intentar que el valor de este parámetro (S_{11}) fuese más bajo y por lo tanto más óptimo para el diseño final.

5.2.2 MODELO DOBLE SUBSTRATO

El modelo que esta formado por un doble substrato, y tiene los dos parches apilados, no cumple en su totalidad los objetivos propuestos.

Como ya se ha explicado en el apartado 4.2.3.2, el diseño cubre la banda de frecuencia baja, pero únicamente cubre la mitad (5.15-5.25 GHz) de la sub-banda inferior de la frecuencia alta. El ancho de banda del pico en la banda alta, es suficiente para cubrir la totalidad de la sub-banda inferior, con lo que únicamente habría que desplazar el pico mencionado a frecuencias ligeramente más altas.

Para este modelo, también se propone como posible mejora un compromiso entre parámetro S_{11} y diagrama de radiación, ya que el diagrama mostrado en el apartado 4.2.3.2, del diseño final, presenta un mínimo en la dirección boresight.

5.2.3 DIRECTIVIDAD

Como ya se ha comentado anteriormente en el proyecto, la antena que se intenta conseguir, es una antena directiva, algo que no se puede conseguir con sólo el diseño del parche unitario.

En el apartado 4.2.3 se han mostrado los resultados para los diagramas de radiación, al utilizar un array de elementos, colocados simétricamente.

El problema de colocar varias antenas en forma de array, es que se utilizan un gran número de parches radiantes y con ello un número elevado de puntos de alimentación, que para el modelo de dos parches situados en el mismo substrato, esto implica una red de alimentación de 200 puertos para un array 10x10.

Como posible línea futura a desarrollar, se propone el uso de una estructura EBG para conseguir aumentar la directividad de la antena. Esta tecnología es viable para cumplir con los anchos de banda, dado que según la literatura consultada (ver figura 5.1), el ancho de banda que se puede conseguir para una directividad de 14-16 dB, es de aproximadamente un 11%, un valor mayor que el porcentaje de ancho de banda de las bandas en las que se han trabajado (según el estándar). [24]

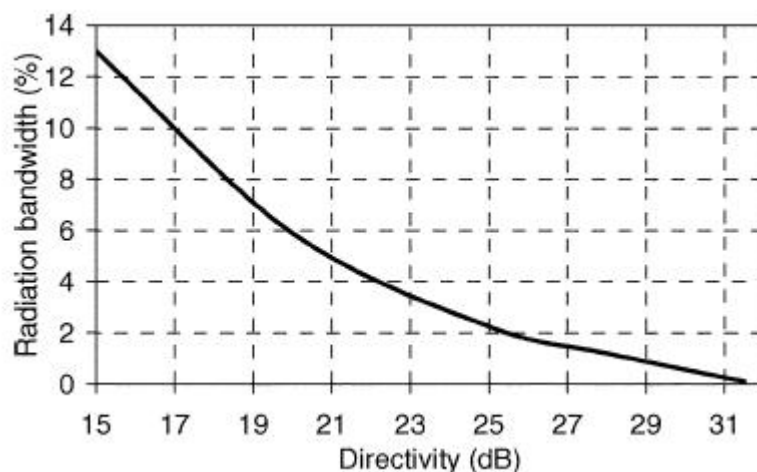


Figura 5.1 Diseño final para el modelo de dos substratos

Las estructuras EBG son configuraciones periódicas de materiales dieléctricos o metálicos, que pueden controlar la propagación de las ondas electromagnéticas y tienen la propiedad de permitir o rechazar la propagación electromagnética a ciertas frecuencias conocidas.

Cuando una onda electromagnética sufre múltiples reflexiones entre dos planos paralelos, siendo uno de ellos totalmente reflectante y el otro parcialmente reflectante. El proceso de ganancia o incremento de directividad, se produce cuando la estructura resuena, es decir, los rayos incidentes y reflejados se suman en fase, siendo por tanto máximo el campo interior. (Ver figura 5.2)

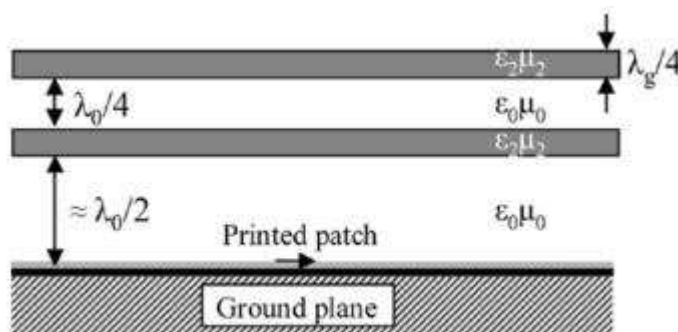


Figura 5.2 Estructuras EBG

Una de las ventajas de utilizar una estructura EBG, es que no es necesario incorporar más parches y por lo tanto la red de alimentación es más simple y reducida. Con el propio diseño final, y una estructura de este tipo, sería suficiente para cubrir las necesidades de directividad de las antenas.

Por lo tanto como línea futura se plantea el diseño de un superestrato capaz de aumentar la directividad en la doble banda de funcionamiento e incorporar las antenas propuestas en este diseño como alimentadores de la cavidad EBG.

ANEXOS

ANEXO A

El objetivo de la tesis es hacer antenas parche de diferentes formas, que sean capaces de trabajar en dos bandas frecuenciales. Han de trabajar en la banda de 2.4 GHz y en la banda de 5.2 GHz.

El grosor del substrato será en todos los casos 3.048mm.

A.1 ANTENA PARCHÉ RECTANGULAR

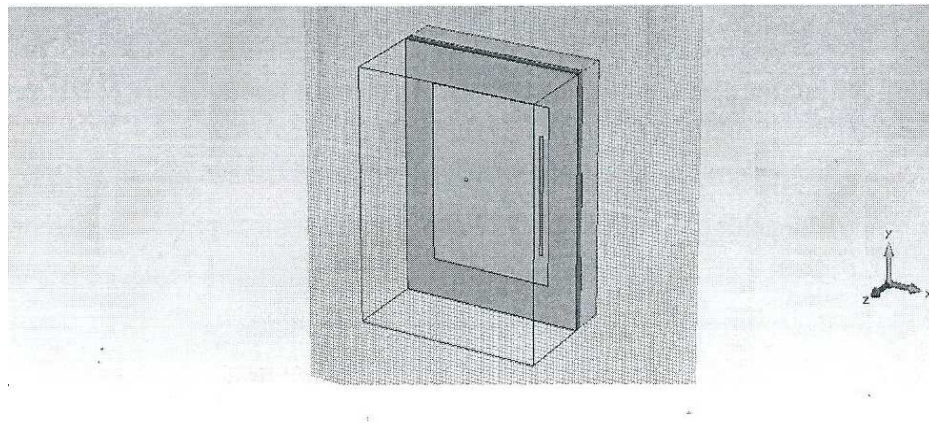


Figura A.1 Estructura de la antena parche rectangular

Ground size	55.78×64.4 mm
Substrate size	55.78×64.4 mm
Patch size	37.6×45 mm
Slot size	1×30 mm
Feed point location(x,y)	19.89,32.2
ϵ_r	2.2

Tabla A.1 Dimensiones de la antena parche rectangular

Como se puede ver en la figura A.2 el S_{11} para la banda de 2.4 GHz es de unos -19 dB con un ancho de banda de 91.89MHz. Para la banda de 5.2GHz el valor del S_{11} es de unos -33 dB y el ancho de banda de 348.34MHz.

En cuanto a los diagramas de directividad en ambas bandas frecuenciales, se representan en las figuras A.3 y A.4.

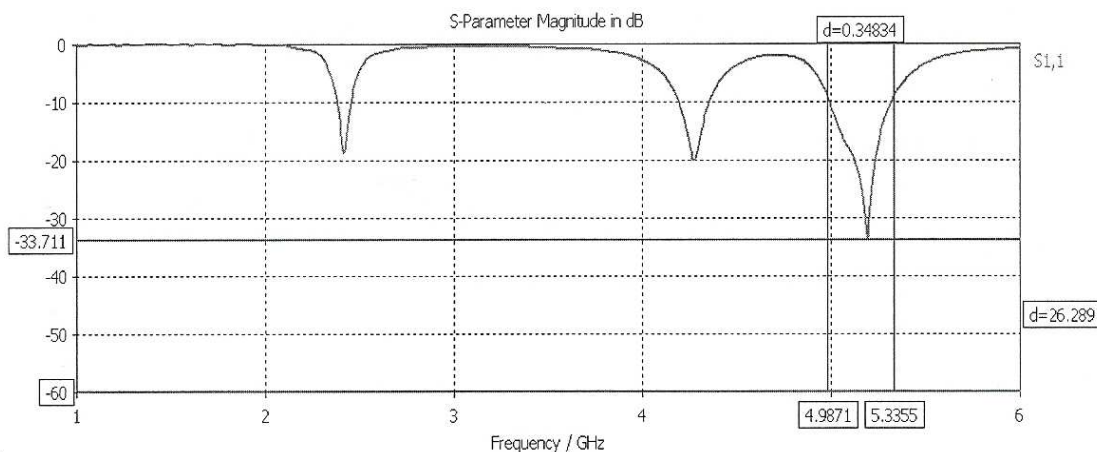


Figura A.2 Simulación parámetro S_{11} de la antena parche rectangular

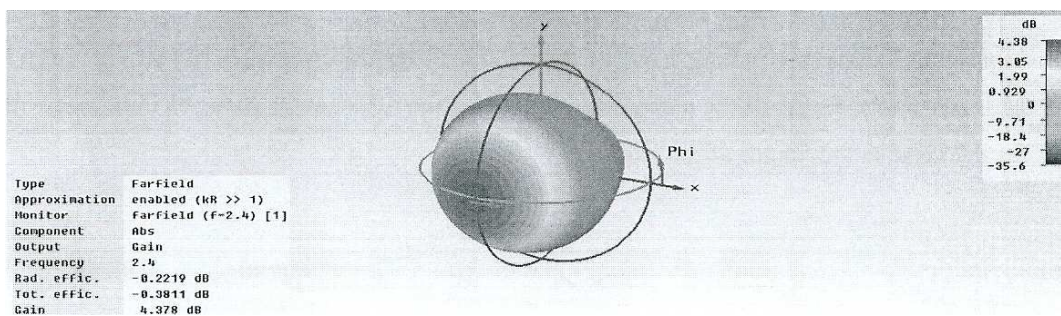


Figura A.3 Patrón de radiación de la antena parche rectangular en 2.4GHz

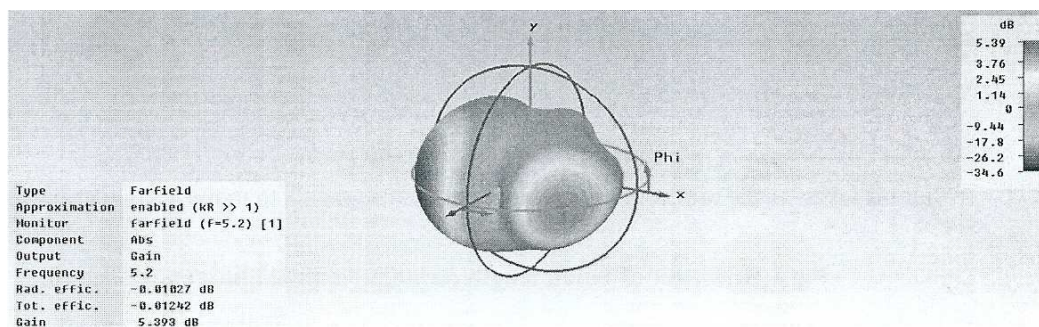


Figura A.4 Patrón de radiación de la antena parche rectangular en 5.2GHz

A.2 ANTENA PARCHÉ TRIANGULAR

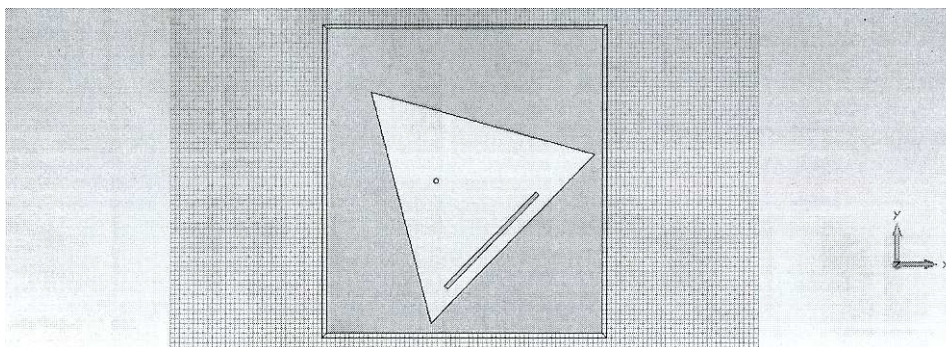


Figura A.5 Estructura de la antena parche triangular

Ground size	60×64 mm
Substrate size	60×64 mm
Patch size	50.22 mm (side of equilateral triangle)
Slot size	28×1 mm
Feed point location(x,y)	23.8,32
ϵ_r	2.2

Tabla A.2 Dimensiones de la antena parche triangular

Como se puede ver en la figura A.6 el S_{11} para la banda de 2.4 GHz es de unos -17 dB con un ancho de banda de 92.97MHz. Para la banda de 5.2GHz el valor del S_{11} es de unos -24 dB y el ancho de banda de 214.36MHz.

En cuanto a los diagramas de directividad en ambas bandas frecuenciales, se representan en las figuras A.7 y A.8.

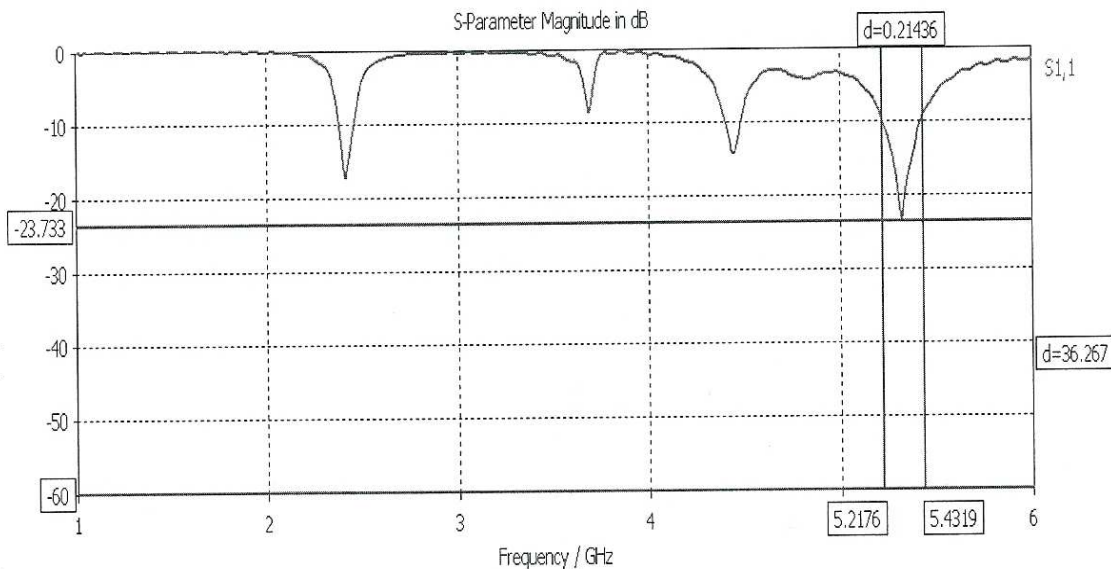


Figura A.6 Simulación parámetro S_{11} de la antena parche triangular

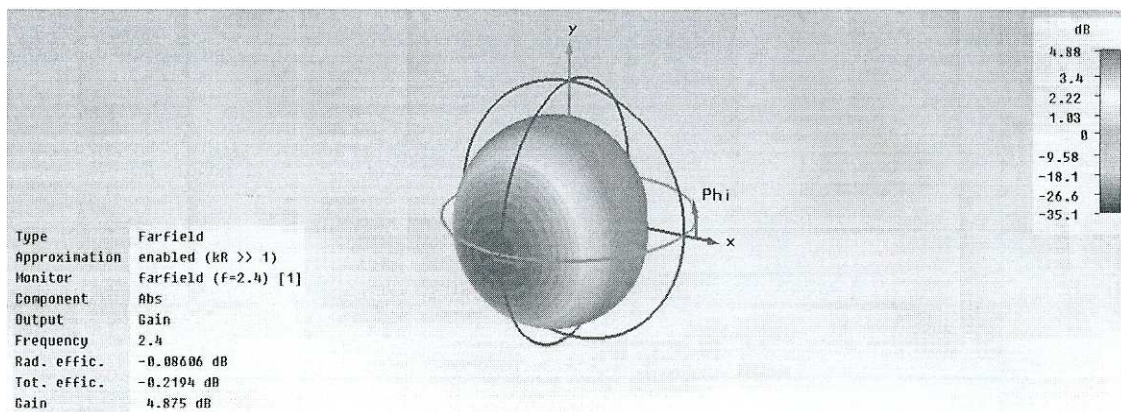


Figura A.7 Patrón de radiación de la antena parche triangular en 2.4GHz

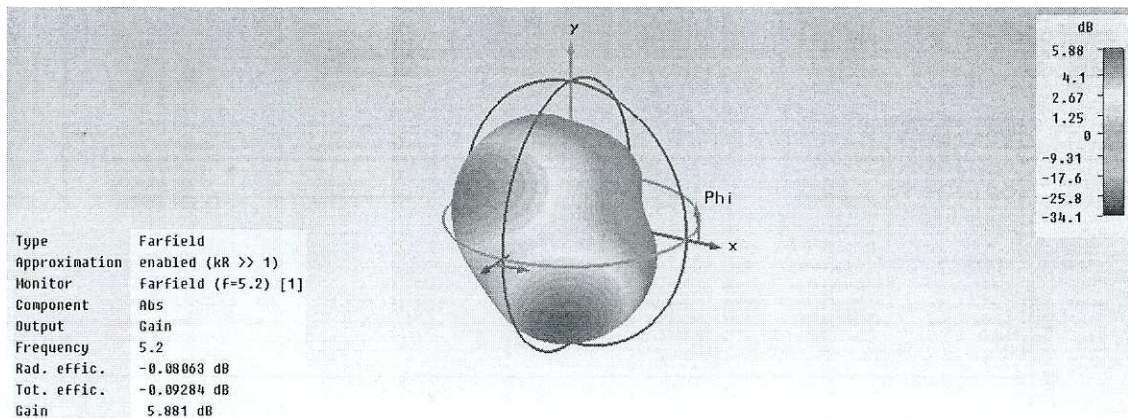


Figura A.8 Patrón de radiación de la antena parche triangular en 5.2GHz

A.3 ANTENA PARCHE PENTAGONAL

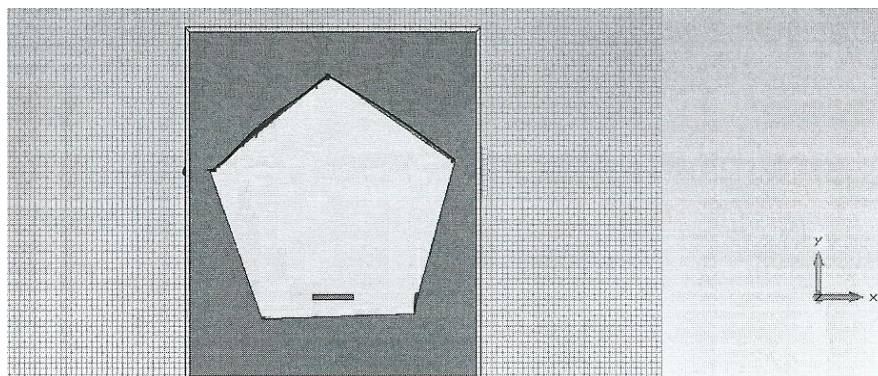


Figura A.9 Estructura de la antena parche pentagonal

Como se puede ver en la figura A.10 el S_{11} para la banda de 2.4 GHz es de unos -20 dB con un ancho de banda de 95.04MHz. Para la banda de 5.2GHz el valor del S_{11} es de unos -28 dB y el ancho de banda de 325.83MHz.

En cuanto a los diagramas de directividad en ambas bandas frecuenciales, se representan en las figuras A.11 y A.12.

Ground size	55.78×64.4 mm
Substrate size	55.78×64.4 mm
Patch size	29.389 mm (length of each side of equilateral pentagon)
Slot size	8×1 mm
Feed point location(x,y)	21.89,32.2
ϵ_r	2.2

Tabla A.3 Dimensiones de la antena parche pentagonal

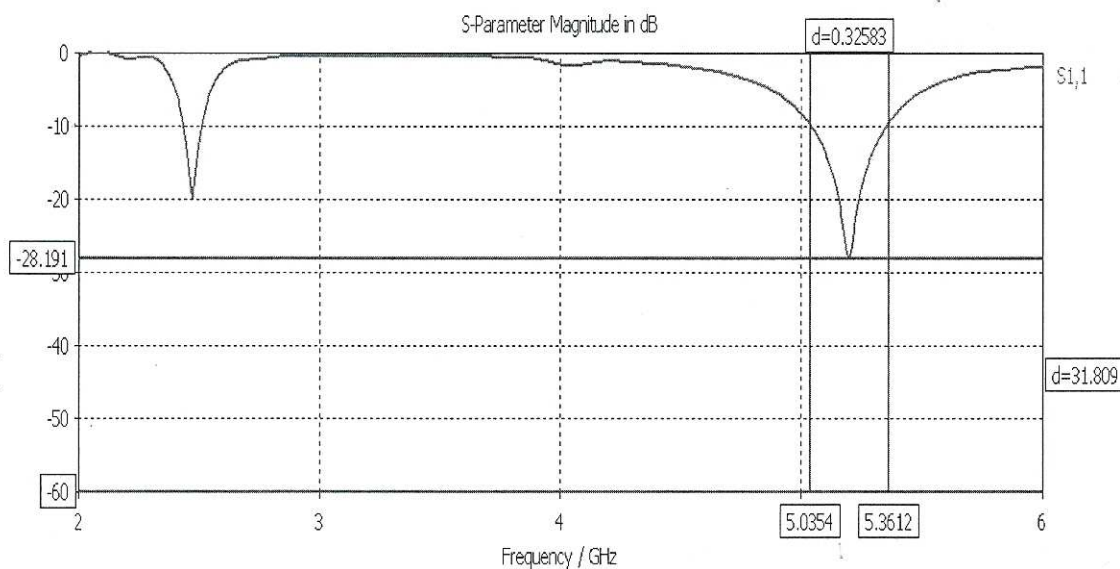


Figura A.10 Simulación parámetro S_{11} de la antena parche pentagonal

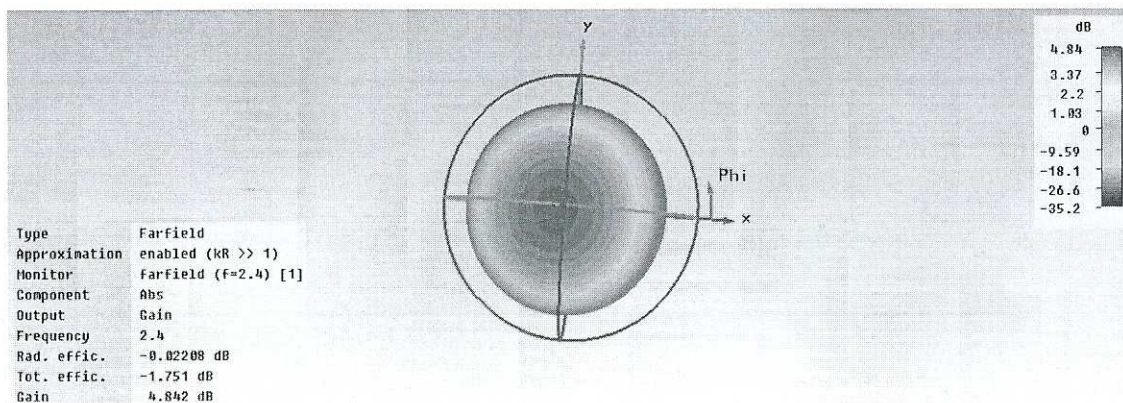


Figura A.11 Patrón de radiación de la antena parche pentagonal en 2.4GHz

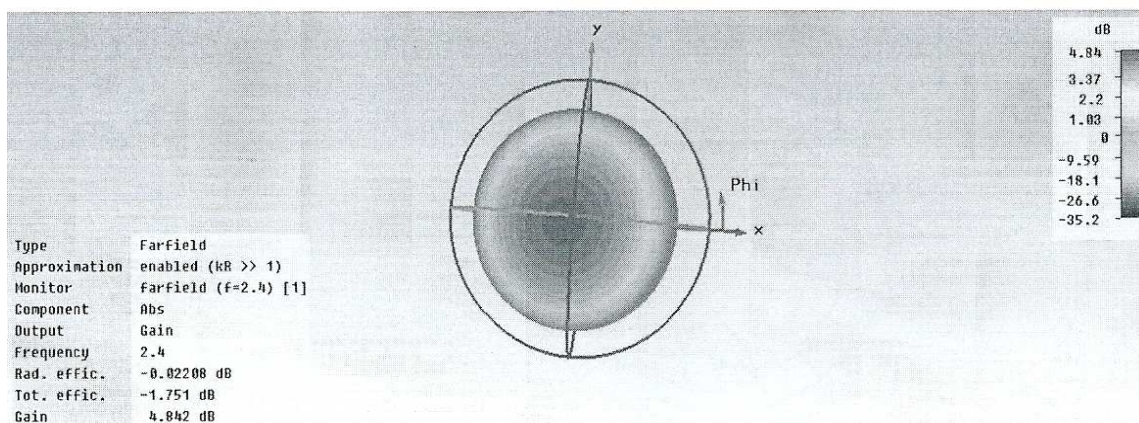


Figura A.12 Patrón de radiación de la antena parche pentagonal en 5.2GHz

ANEXO B



Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorp.com

Data Sheet
RT/duroid® 5870/5880 Laminates

RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates



Features:

- Lowest electrical loss for reinforced PTFE material
- Low moisture absorption
- Isotropic
- Uniform electrical properties over frequency
- Excellent chemical resistance

Some Typical Applications:

- Commercial Airline Telephones
- Microstrip and Stripline Circuits
- Millimeter Wave Applications
- Military Radar Systems
- Missile Guidance Systems
- Point to Point Digital Radio Antennas

RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

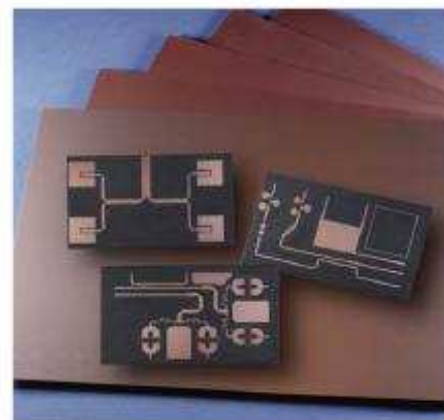
The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range.

Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 laminates to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of 1/4 to 2 ounces/ft.² (8 to 70µm) on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled or electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.



The world runs better with Rogers.®

RT/duroid 5870/5880 Laminates

PROPERTY	TYPICAL VALUE ¹				DIRECTION	UNITS ²	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid 5870	RT/duroid 5880						
¹³ Dielectric Constant, ϵ_r Process	2.33 2.33 \pm 0.02 spec.	2.20 2.20 \pm 0.02 spec.			Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM 2.5.5.5
¹⁶ Dielectric Constant, ϵ_r Design	2.33	2.20			Z		8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0005 0.0012	0.0004 0.0009			Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-115	-125				ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 X 10 ¹²	2 X 10 ¹²			Z	Mohm cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2 X 10 ¹²	3 X 10 ¹²			Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Tensile Modulus	Test at 23°C	Test at 100°C	Test at 23°C	Test at 100°C				
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	1280 (185)	490 (63)	860 (125)	380 (55)	Y			
	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X			
ultimate stress	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y			
ultimate strain	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%	A	ASTM D695
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Compressive Modulus	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X			
ultimate stress	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y	%	A	ASTM D695
ultimate strain	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z			
	4.0	4.3	8.5	8.4	X			
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y			
Deformation Under Load, Test at 150°C			1.0		Z	%	24hr/14 MPa (2 Kpsi)	ASTM D621
Heat Distortion Temperature	>260 (>500)	>260 (>500)			X,Y	°C (°F)	1.62 MPa (264 psi)	ASTM D648
Specific Heat	0.96 (0.23)	0.96 (0.23)				J/g/K (cal/g/°C)		Calculated
Moisture Absorption	0.02	0.02				%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Thermal Conductivity	0.22	0.20			Z	W/m/K	80°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	22	31			X	ppm/°C	0-100°C	IPC-TM-650, 2.4.41
	28	48			Y			
	173	237			Z			
Td	500	500				°C TGA		ASTM D3850
Density	2.2	2.2				gm/cm ³		ASTM D792
Copper Peel	27.2 (4.8)	31.2 (5.5)				pli (N/mm)	1 oz (35µm) EDC foil after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0	V-0						UL94
Lead-free Process Compatible	Yes	Yes						

- [1] Specification values are measured per IPC-TM-650, method 2.5.5.5 @ -10GHz, 23°C. Testing based on 1 oz. electrodeposited copper foil. ϵ_r values and tolerance reported by IPC-TM-650 method 2.5.5.5 are the basis for quality acceptance, but for some products these values may be incorrect for design purposes, especially microstrip designs. We recommend that prototype boards for new designs be verified for desired electrical performance.
- [2] Typical values should not be used for specification limits, except where noted.
- [3] SI unit given first with other frequency used units in parentheses.
- [4] References: Internal TR's 1430, 2224, 2854. Test ware at 23°C unless otherwise noted.
- [5] The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com/acm>.

STANDARD THICKNESS	STANDARD PANEL SIZE	STANDARD COPPER CLADDING
0.005" (0.127mm), 0.010" (0.254mm), 0.015" (0.381mm), 0.020" (0.508mm).	0.031" (0.787mm), 0.062" (1.575mm), 0.125" (3.175mm).	18" X 12" (457 X 305mm) 18" X 24" (457 X 610mm) 18" X 36" (457 X 915mm) 18" X 48" (457 X 1,224mm)
		1/2 oz. (9 µm) electrodeposited copper foil, 1/2 oz. (17µm), 1 oz. (35µm) electrodeposited and rolled copper foil. Thick metal cladding are also available. Contact customer service for available claddings and panel sizes.

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations.

Diversion contrary to U.S. law prohibited.

RT/duroid. The world runs better with Rogers. and the Rogers' logo are licensed trademarks of Rogers Corporation.
© 1989, 1994, 1995, 1999, 2002, 2005, 2006, 2009, 2010, 2011 Rogers Corporation. Printed in U.S.A. All rights reserved.

Revised 03/2011, 0939-0311-0.SCC Publication #92-101

REFERENCIAS

- [1] http://www.coitaoc.org/files/estudios/informewificoit_definitivo_2464518b.pdf
- [2] http://www.edutecne.utn.edu.ar/monografias/standard_802_11.pdf
- [3] <http://www.radiocomunicaciones.net/pdf/introduccion-antenas.pdf>
- [4] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 15 y 16).
- [5] Perez, Constantino, *Sistemas de telecomunicación*, Universidad de Cantabria (Páginas 321 y 322).
- [6] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 17 y 18).
- [7] C.A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Nueva York 1982 Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 15 y 16).
- [8] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 22, 23 y 24).
- [9] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 18, 19 y 20).
- [10] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 20, 21 y 22).
- [11] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 24 y 25).
- [12] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 25 y 26).
- [13] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 27).
- [14] Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 27 y 28).
- [15] C.A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Nueva York 1982 Cardama, Ángel, *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998. (Páginas 4, 5 y 6).
- [16] <http://es.wikipedia.org/wiki/Antena>
- [17] E. Viante, *Lineas de transmisión*, Universidad Politécnica de Valencia.

- [18] http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf
- [19] <http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/3546/577434.pdf?sequence=1>
- [20] <http://sistemas-com.blogspot.com.es/2009/09/antena-patch-microstrip.html>
- [21] http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Transparencias_reducidas/Tema_9.pdf
- [22] Kai Fong Lee, *Microstrip Patch Antennas*, Imperial College Press
- [23] http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_WLAN_channels
- [24] <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1504834>